

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ČÍSLICOVĚ ŘÍZENÝ SS ZDROJ PROUDU

DIGITAL CONTROLLED DC CURRENT SOURCE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Vít Miškařík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

BRNO 2016



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Audio inženýrství**

Ústav telekomunikací

Student: Vít Miškařík

ID: 164609

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Číslicově řízený ss zdroj proudu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte číslicově řízený zdroj proudu 0 až 1 A pracující na principu nepřímého převodníku D/A. Systém realizujte v proudovém módu tak, aby se neuplatnil odpor použitého elektronického spínače. Nejprve vyberte vhodný zdroj referenčního proudu podle teplotních a šumových vlastností popř. teplotní vlastnosti zlepšete umístěním do termostátovaného prostoru. Na základě znalosti výsledných vlastností referenčního zdroje proudu pak odvodte nejvyšší možné rozlišení nepřímého převodníku D/A. Analogovou část číslicově řízeného zdroje proudu navrhněte a ověřte počítačovými simulacemi a také experimentálně.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] TIETZE, U.; SCHENK, CH. Electronic Circuits. Design and Applications. Springer -Verlag Berlin, Heidelberg, 1991. ISBN 3-540-50608-X
- [2] BURR-BROWN. Implementation and Applications of Current Sources Receivers. Applications Bulletin. Texas Instruments Incorporated, 2000
- [3] BERTEMES-FILHO, P.; FELIPE, A.; VINCENC, V.C. High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis. Circuits and Systems No. 4, 2013, p. 451-458

Termín zadání: 1.2.2016

Termín odevzdání: 1.6.2016

Vedoucí práce: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce si klade za cíl seznámit s problematikou číslicově řízených zdrojů proudu, jejich jednotlivých částí, možností jejich konstrukce a porovnáním vlastností těchto konstrukčních řešení. V práci jsou rozebrány a popsány jednotlivé části potřebné ke konstrukci číslicově řízeného stejnosměrného zdroje proudu, u nich uvedeny hlavní návrhové vztahy a možná dosažená přesnost. Dále jsou uvedeny vybrané konstrukční řešení jednotlivých částí, jejich obvodové řešení s výpočtem hodnot jednotlivých obvodových prvků. V závěru je prezentováno výsledné zapojení, výsledky počítačových simulací funkčnosti obvodu, návrh konstrukčního řešení a naměřené výsledné parametry fyzicky zkonstruovaného zařízení.

KLÍČOVÁ SLOVA

D/A převodníky, elektronické přepínače, napěťové reference, proudové reference, převodníky napětí na proud, zdroje proudu, filtry

ABSTRACT

This bachelor thesis aims to get acquainted with the issue of numerically controlled current sources, individual parts of them, their design options and comparison of the properties of these design options. In this thesis the individual parts needed to construct a numerically controlled DC current sources are analyzed and described, there are their main design relationships and possible achieved accuracy too. In next part there are described selected design options and calculation values of circuit elements. In conclusion there is presented the final schematic of whole source, result of computer function simulation, PCB design and measured parameters of really built circuit of numerically controlled current source.

KEYWORDS

Current reference sources, current sources, D/A converters, electronic switches, voltage controlled current sources, voltage reference sources, filters

MIŠKAŘÍK, Vít *Číslicově řízený ss zdroj proudu*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2016. 68 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Číslicově řízený ss zdroj proudu“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsáný v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....
podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	12
1 Teoretická část	13
1.1 Převodníky D/A	13
1.1.1 Nepřímý převod s mezipřevodem na poměr šířky a periody impulzů	13
1.1.2 Nepřímý převod s mezipřevodem na počet impulzů konstantní šířky	14
1.1.3 Nepřímý převod s delta-sigma modulací	15
1.2 Elektronické přepínače	16
1.3 Referenční zdroje proudu	17
1.4 Referenční zdroje napětí	23
1.4.1 Napěťové reference se Zenerovou diodou	23
1.4.2 Napěťové reference využívající šířku zakázaného pásma tran- zistoru	26
1.4.3 Srovnání integrovaných referenčních zdrojů napětí	29
1.5 Převodníky napětí na proud	30
1.5.1 Převodníky napětí na proud pro plovoucí (neuzemněnou) zátěž	30
1.5.2 Převodníky napětí na proud pro uzemněnou zátěž	31
2 Výběr řešení jednotlivých částí ke konstrukci	35
2.1 Zdroj referenčního napětí	35
2.2 Převodník napětí na proud	37
2.3 Elektronický přepínač	39
2.4 Filtr - dolní propust	39
2.5 Výstupní zesilovač	42
2.6 Číslicové ovládání	44
3 Výsledky simulací, konstrukce, výsledky měření a ověření parametrů	46
3.1 Výsledky počítačových simulací	46
3.2 Konstrukce	48
3.3 Výsledky měření a ověření parametrů	56
4 Závěr	64
Literatura	65

Seznam příloh	67
A Obsah přiloženého CD	68

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Blokové schéma převodníku s mezipřevodem na poměr šířky impulsu k periodě	14
1.2	Blokové schéma převodníku s mezipřevodem na frekvenci impulsů konstantní šířky	15
1.3	Blokové schéma delta-sigma převodníku	16
1.4	Schéma zdroje proudu s tranzistorem	17
1.5	Náhradní model zdroje proudu s tranzistorem	18
1.6	Schéma teplotně kompenzovaného zdroje proudu s tranzistorem . . .	19
1.7	Zjednodušené schéma vnitřního zapojení integrovaného obvodu REF200	20
1.8	Zdroj proudu s použitím obvodu REF200	21
1.9	Zdroj proudu s nulovým teplotním koeficientem s použitím obvodu LM134	21
1.10	Stabilizovaný zdroj s referenční diodou	23
1.11	Stabilizovaný zdroj s referenční diodou a teplotní kompenzací	23
1.12	Stabilizovaný zdroj s referenční diodou doplněný zdrojem konstantního proudu	24
1.13	Stabilizovaný zdroj s referenční diodou a operačním zesilovačem . . .	24
1.14	Graf závislost teplotního koeficientu na Zenerově napětí [16]	25
1.15	Napěťová reference využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru . . .	26
1.16	Napěťová reference využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru, napájení tranzistorů z výstupního regulovaného napětí	28
1.17	Zapojení zdroje proudu řízeného napětím	30
1.18	Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž	32
1.19	Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž s potlačením souhlasného napětí	33
1.20	Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž s potlačením souhlasného napětí a proudovým posilovačem na výstupu	34
2.1	Schéma zapojení zdroje referenčního napětí s obvodem LTZ1000 . . .	37
2.2	Schéma zapojení navrženého převodníku napětí na proud	38
2.3	Schéma zapojení navrženého filtru - nekaskádní struktura	42
2.4	Schéma zapojení výstupního zesilovače	44
2.5	Schéma zapojení číslicové části obvodu	45
3.1	Simulace přenosové charakteristiky filtru dolní propust	46
3.2	Simulace odezvy filtru na jednotkový skok	47
3.3	Simulace závislosti výstupního proudu na velikosti zátěže	47
3.4	Schéma výsledného zapojení celého zařízení	49
3.5	Obrazec desky plošných spojů - strana součástek	50

3.6	Obrazec desky plošných spojů - strana spojů	50
3.7	Osazovací plánec - strana součástek	51
3.8	Osazovací plánec - strana spojů	51
3.9	Schéma zapojení číslicové části obvodu	52
3.10	Osazovací plánec - strana součástek	52
3.11	Osazovací plánec - strana součástek	53
3.12	Obrazec desky plošných spojů	53
3.13	Převodní charakteristika - rozsah 10mA	60
3.14	Převodní charakteristika - rozsah 100mA	61
3.15	Převodní charakteristika - rozsah 1A	62
3.16	Naměřená přenosová charakteristika filtru dolní propust	63

SEZNAM TABULEK

1.1	Srovnání vybraných integrovaných elektronických spínačů	17
1.2	Srovnání vybraných integrovaných referenčních zdrojů proudu	22
1.3	Srovnání vybraných integrovaných referenčních zdrojů napětí	29
3.1	Seznam použitých součástek	54
3.2	Seznam použitých součástek - pokračování	55
3.3	Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky	57
3.4	Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky - pokračování	58
3.5	Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky - pokračování	59
3.6	Naměřené hodnoty závislosti výstupního proudu na velikosti zátěže	63
3.7	Naměřené hodnoty závislosti výstupního proudu na okolní teplotě	63

ÚVOD

Tato práce se věnuje teoretické přípravě, návrhu, popisu konstrukce a měření výsledných parametrů fyzicky zkonstruovaného stejnosměrného číslicově řízeného zdroje proudu. Členěna je na sekce podle jednotlivých fází přípravy na konstrukci a následné konstrukce, jednotlivé sekce jsou dále členěny podle jednotlivých konstrukčních částí, u nichž je uvedeno několik možností jejich realizace, tyto jsou popsány a stručně rozebrány. U částí, které mají verzi v integrovaném provedení, je uveden přehled vybraných zástupců těchto obvodů s porovnáním jejich parametrů.

V první sekci a její první části jsou popsány možnosti převodu číslicového signálu na analogový nepřímými metodami, s tím je spojena také problematika elektricky ovládaných přepínačů nezbytných ke konstrukci nepřímých číslicově-analogových převodníků. V části následující je zkoumána oblast generování referenčního proudu, jako alternativa k získání referenčního proudu je zde část zaměřená na zdroje referenčního napětí a s tím spojený převod napětí na proud.

V sekci druhé je proveden výběr nejvhodnějších řešení s přihlédnutím na požadavky na přesnost a stálost celého zařízení, návrh obvodového řešení těchto částí a výpočet hodnot jednotlivých obvodových prvků.

Poslední sekce je věnována počítačovým simulacím funkčnosti zapojení, návrhu konstrukce, popisu fyzického zkonstruování, ověření funkčnosti a měření parametrů a charakteristik výsledného zapojení.

1 TEORETICKÁ ČÁST

1.1 Převodníky D/A

Digitálně-analogový (číslicově-analogový) převod lze provést mnoha způsoby, tyto dle principu převodu rozdělujeme na do dvou základních skupin. U přímých D/A převodníků každý bit ovládá spínání napětí (proudu) o hodnotě odpovídající váze tohoto bitu. Výsledná analogová hodnota je dána součtem těchto jednotlivých dílčích napětí (proudů). Váhování těchto napětí (proudů) je realizováno sítí rezistorů (R , $2R$, $2^n R$), což vyžaduje vysokou přesnost použitých rezistorů ve velkém rozsahu hodnot. [17]

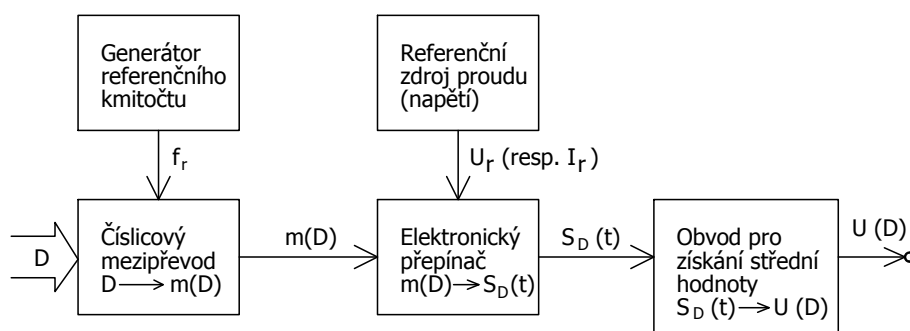
U nepřímých D/A převodníků se využívá mezipřevodu na měronosnou pomocnou veličinu. Aby mělo použití nepřímého převodu smysl, je nutné, aby měronosná veličina byla realizovatelná přesněji než požadovaný výstupní proud (výstupní napětí). Nejčastěji je k tomuto použit pravoúhlý impulzní signál, u něhož může být měronosnou veličinou střída (poměr šířky a periody impulzu) nebo počet impulzů konstantní šířky. Převod na tyto měronosné veličiny lze velmi jednoduše realizovat pomocí mikroprocesoru či jiného programovatelného integrovaného obvodu, přesnost a stabilita takového převodu závisí na přesnosti generátoru kmitočtu, jímž je převodník řízen. [17]

Při porovnání nepřímých metod převodu s metodami přímými zjišťujeme, že u nepřímých metod dosáhneme lepších vlastností a vyšší přesnosti při použití jednodušších prostředků oproti přímému převodu. Přímé převodníky jsou většinou rychlejší, ale nelze dosáhnout tak vysokého bitového rozlišení, při požadovaném rozlišení více než 20 bitů je nutné použít nepřímý převodník. Jistou nevýhodou nepřímých metod převodu využívajících mezipřevod na pravoúhlý impulzní signál je nutnost použít výstupní filtr (dolní propust), abychom z impulzního signálu získali jeho střední hodnotu, jejíž velikost odpovídá vstupnímu digitálnímu číslu. Tato nevýhoda je ovšem vyvážena vysokou přesností, dlouhodobou časovou i teplotní stabilitou. [17]

1.1.1 Nepřímý převod s mezipřevodem na poměr šířky a periody impulzů

Nepřímý číslicově analogový převodník s mezipřevodem na poměr šířky a periody impulzů (střídu) je mezi metodami nepřímého číslicově analogového převodu nejznámějším a nejrozšířenějším. Díky své vysoké přesnosti, linearitě a stabilitě výstupního napětí nalézá své uplatnění především v aplikacích, kde tyto požadavky nelze splnit žádným z přímých číslicově analogových převodníků. Určitou protiváhou k

vysoké přesnosti může být rychlost převodníku, která nepatří k nejvyšším. Na obrázku 1.1 je vyobrazeno blokové schéma ukazující princip této metody nepřímého převodu. Vstupní číslo D je převáděno na pomocný pravoúhlý signál $m(D)$, jehož šířka v poměru s periodou představuje měronosnou veličinu. Výhodou je, že dlouhodobá nestabilita referenčního kmitočtu f_r neovlivňuje tuto měronosnou veličinu. Signálem $m(D)$ je řízen elektronický přepínač, kterým je spínáno referenční napětí (proud) přiváděné na výstupní filtr (obvod pro získání střední hodnoty - DP), na jehož výstupu je napětí $U(D)$ o velikosti odpovídající střední hodnotě vstupního pravoúhlého signálu, která je přímo úměrná střídě tohoto signálu.[17]



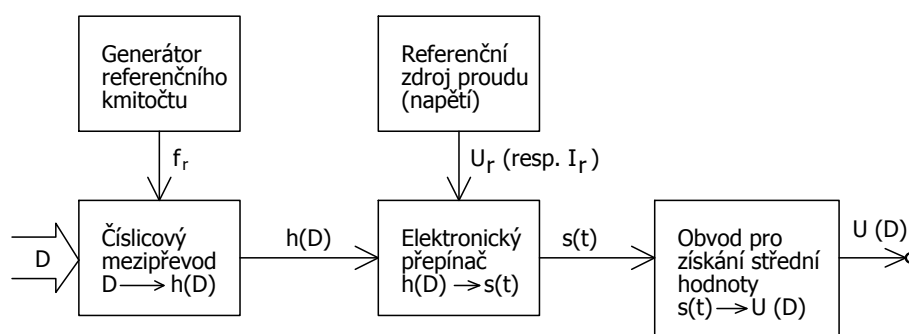
Obr. 1.1: Blokové schéma převodníku s mezipřevodem na poměr šířky impulsu k periodě

1.1.2 Nepřímý převod s mezipřevodem na počet impulsů konstantní šířky

Tato metoda nepřímého převodu je také založena na vytvoření střední hodnoty pravoúhlého impulzního signálu vzniklého spínáním referenčního zdroje napětí (proudu). Na obrázku 1.2 je zobrazeno blokové schéma takto provedeného převodníku. Jeho podoba je téměř identická s blokovým schématem převodníku využívajícího mezipřevod na poměr šířky impulsu k periodě (Obr. 1.1), odlišuje se pouze v číslicové části, kde je proveden převod čísla D na impulzní signál $h(D)$, jehož měronosnou veličinou je počet impulsů konstantní šířky v jedné periodě. Tímto signálem je ovládán elektronický přepínač, jehož výstupem je impulzní signál $s(t)$ o výšce impulsů odpovídající velikosti referenčního napětí (proudu). Počtu impulsů se stejnou šířkou v jedné periodě je přímo úměrná střední hodnota tohoto signálu, kterou dostaneme jeho integrací. Pokud nebude šířka jednotlivých impulsů jen malou částí periody, nebude dosaženo dostatečné rozlišovací schopnosti.[17]

Převod vstupního čísla D na počet impulzů konstantní šířky lze provádět mnoha různými způsoby, v porovnání s mezipřevodem na poměr šířky impulsu k periodě však při stejné rozlišovací schopnosti dojdeme ke složitějším zapojením. Jednou z možností je realizace pomocí mikroprocesoru, který dekrementuje vstupní číslo D než dosáhne hodnoty nula. Při každé dekrementaci se na výstup pošle jeden impuls o konstantní šířce. Po dosažení nuly zůstává výstup nesepnut až do konce periody. Tato metoda však zamezí využití mikroprocesoru k dalším činnostem, neboť jej plně zaměstná tímto převodem. Řešením je přenechání převodu perifernímu obvodu připojenému k mikroprocesoru.[17]

Tyto převodníky nepřinášejí žádnou podstatnou výhodu ve srovnání s převodníkem využívajícím mezipřevod na poměr šířky impulsu k periodě, proto nejsou příliš rozšířeny.

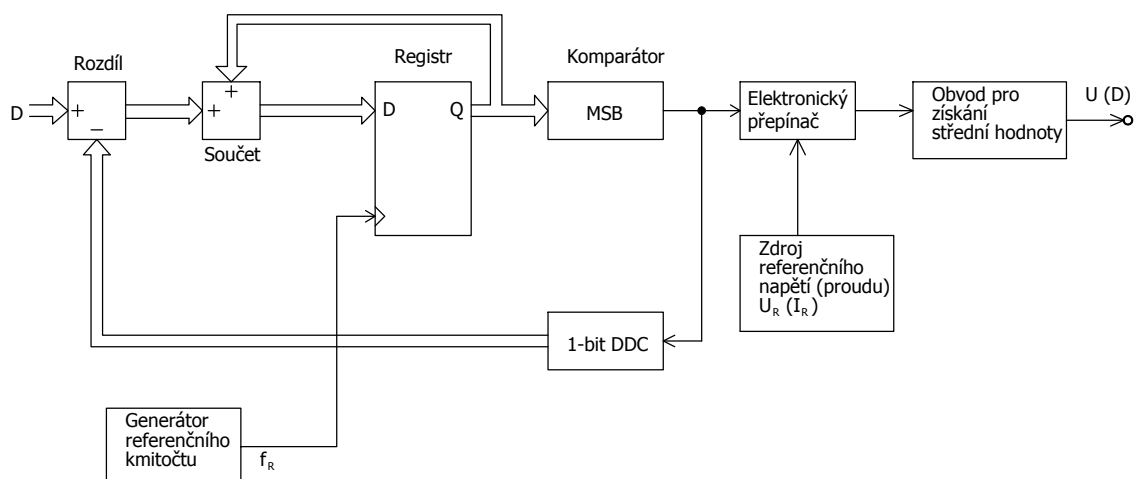


Obr. 1.2: Blokové schéma převodníku s mezipřevodem na frekvenci impulzů konstantní šířky

1.1.3 Nepřímý převod s delta-sigma modulací

Základní součástí nepřímých delta-sigma D/A převodníků je delta-sigma modulátor, na jehož výstupu je, stejně jako v předcházejících případech, pravoúhlý impulzní signál, u něhož je měřenosná veličina poměr mezi vysokou a nízkou úrovní v jedné periodě. Tímto signálem je ovládáno připojování referenčního zdroje napětí (proudu) elektronickým přepínačem, na jeho výstupu je signál s totožným průběhem, jen s rozdílem, že jeho výška je dána velikostí referenčního napětí (proudu). Střední hodnota tohoto signálu je získána jeho integrací ve výstupním filtru (DP). Delta-sigma modulace je opět nejčastěji prováděna mikroprocesorem. Základní blokové schéma převodníku s delta-sigma modulací je znázorněno na obrázku 1.3. Komparátor, stejně jako u analogové verze, rozhoduje, zda je hodnota na jeho vstupu vyšší nebo nižší než určitá hodnota, podle toho na jeho výstupu je jednobitový signál o úrovni vysoké

(H) nebo nízké (L). Za účelem získání tohoto jednobitového signálu v digitálním modulátoru lze pouze vzít nejvýznamnější bit vstupu komparátoru, ten v podstatě vypovídá o výstupním signálu, zda bude H či L. Použitý jednobitový DDC (digitálně digitální převodník) má za úkol podle úrovně jeho vstup na výstupu nastavit buď nejnižší (0000h) nebo nejvyšší hodnotu digitálního signálu (FFFFh - příklad pro 16 bitů). [4]



Obr. 1.3: Blokové schéma delta-sigma převodníku

1.2 Elektronické přepínače

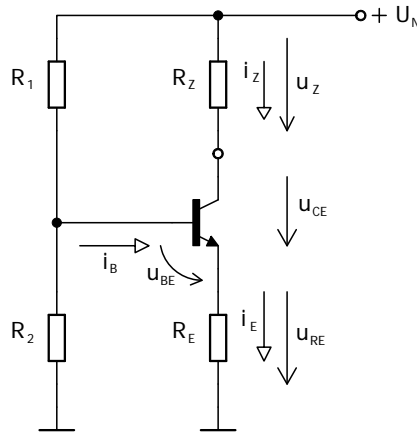
V všech popsaných zapojeních nepřímého převodníku je použit ke spínání referenčního napětí (proudu) elektricky ovládaný přepínač. Nejdůležitějšími parametry, které budou největší měrou ovlivňovat přesnost převodníku, jsou odpor v sepnutém stavu R_{ON} , čas zapnutí t_{on} (prodleva mezi ovládacím signálem a sepnutím výstupu) a čas vypnutí t_{off} (prodleva mezi ovládacím signálem a rozepnutím výstupu). Odpor spínače bude mít menší vliv na přesnost převodníku při spínání proudu než při spínání napětí, proto se budeme snažit navrhnout zapojení s využitím referenčního zdroje proudu než s použitím referenčního zdroje napětí.

Tab. 1.1: Srovnání vybraných integrovaných elektronických spínačů

Název	Výrobce	R_{ON}	Max. napětí	Max. proud	t_{on}	t_{off}
		Ω	V	mA	ns	ns
ADP1196	Analog Dev.	0,01	5,5	3000	10000	0,8
ADP190	Analog Dev.	0,1	3,6	± 500	0,006	0,1
MAX14689	Maxim	0,25	$\pm 5,5$	± 500	0,005	0,085
TS3A24159	Texas Inst.	0,26	$\pm 0,5$	± 300	20	12
MAX4716	Maxim	0,4	4	± 300	12	6
TS3A5223	Texas Inst.	0,45	-0,3; +4,3	± 300	70	75
TS3A24157	Texas Inst.	0,5	$\pm 0,5$	± 300	20	12
MAX4627	Maxim	0,5	5,5	± 400	40	18
DG403	Intersil	43	± 15	± 30	150	100

1.3 Referenční zdroje proudu

Nejjednodušším typem zdroje konstantního proudu je tranzistor. Při konstantním báзовém proudu i_B je kolektorový proud i_C tranzistoru konstantní v širokém rozsahu napětí u_{CE} . Příklad realizace zdroje konstantního proudu s tranzistorem je ukázán na obrázku 1.4. [19]

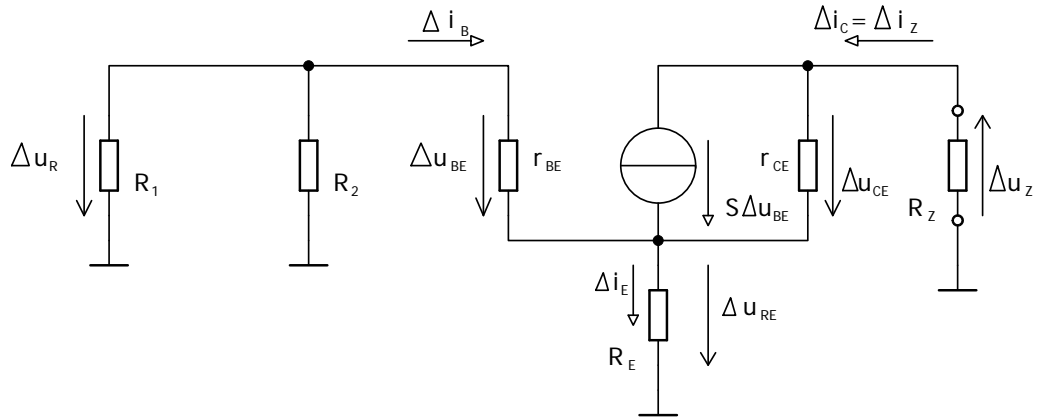


Obr. 1.4: Schéma zdroje proudu s tranzistorem

Z náhradního modelu pro střídavé změny (obrázek 1.5) určíme diferenciální vnitřní odpor.

$$r_{CE} = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C}$$

$$\begin{aligned}
r_V &= -\frac{\Delta u_Z}{\Delta i_Z} \\
\Delta i_Z &= \Delta i_C \\
\Delta u_Z &\approx -\Delta u_{CE} \\
r_V &= \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C} \\
\Delta i_C &= S\Delta u_{BE} + \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta r_{CE}} \\
\Delta u_{BE} &= -\Delta i_B(R_1 \parallel R_2) - \Delta i_E R_E = -\Delta i_B(R_1 \parallel R_2 - (\Delta i_B + \Delta i_C))R_E \\
\Rightarrow \Delta u_{BE} &= -\Delta i_B(R_1 \parallel R_2 + R_E) - \Delta i_C R_E = -\frac{\Delta u_{BE}}{r_{BE}}(R_1 \parallel R_2 + R_E) - \Delta i_C R_E \\
\Rightarrow \Delta u_{BE} &= -\frac{\Delta i_C R_E}{1 + \frac{R_1 \parallel R_2 + R_E}{r_{BE}}} = -\frac{\Delta i_C r_{BE} R_E}{R_1 \parallel R_2 + r_{BE} + R_E} \\
\Delta i_C &= -\frac{S\Delta i_C r_{BE} R_E}{R_1 \parallel R_2 + r_{BE} + R_E} + \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta r_{CE}} \\
\Delta i_C \left(1 + \frac{S r_{BE} R_E}{R_1 \parallel R_2 + r_{BE} + R_E}\right) &= \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta r_{CE}} \\
r_V = \frac{\Delta u_{CE}}{\Delta i_C} &= r_{CE} \left(1 + \frac{S r_{BE} R_E}{R_1 \parallel R_2 + r_{BE} + R_E}\right)
\end{aligned}$$



Obr. 1.5: Náhradní model zdroje proudu s tranzistorem

Pro dosažení co největšího vnitřního odporu je vhodné volit dělič $R_1 \parallel R_2 \ll r_{BE} + R_E$. Pokud emitorový odpor bude mnohem větší než odpor báze-emitor tranzistoru, $r_V \approx r_{CE}(1 + S r_{BE} = r_{CE}(1 + \beta) \approx r_{CE}\beta$. Nesmíme však zvolit emitorový odpor R_E příliš velký, vznikl by na něm velký úbytek napětí, proto volíme kompromisní hodnotu. Abychom zajistili činnost tranzistoru s velkým r_{CE} , je třeba napětí

u_{CE} o velikosti minimálně 1 V. Z toho plyne, maximální napětí na zátěži a také velikost zátěže může být

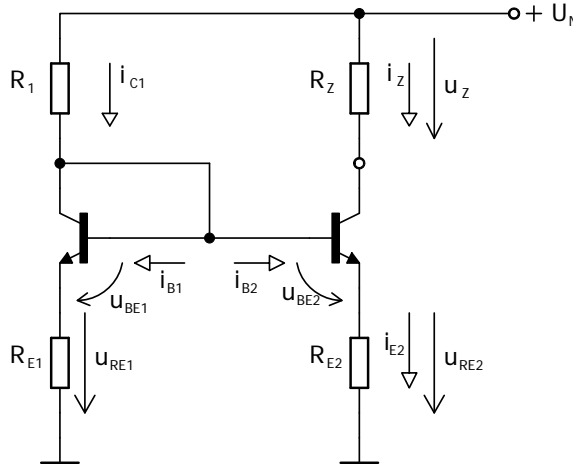
$$u_{Zmax} = U_N - u_{RE} - u_{CE},$$

$$R_{Zmax} = \frac{u_{Zmax}}{i_Z}.$$

Změnu výstupního proudu se změnou teploty můžeme vypočítat ze vztahu (předpokládejme $\Delta U_N/\Delta T = 0$, $\Delta u_{BE}/\Delta T = -2mV/^\circ C$)

$$\frac{\Delta i_Z}{\Delta T} = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} \frac{\Delta U_N}{\Delta T} - \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta T}}{R_E} \approx -\frac{\frac{\Delta u_{BE}}{\Delta T}}{R_E} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{R_E} A/^\circ C$$

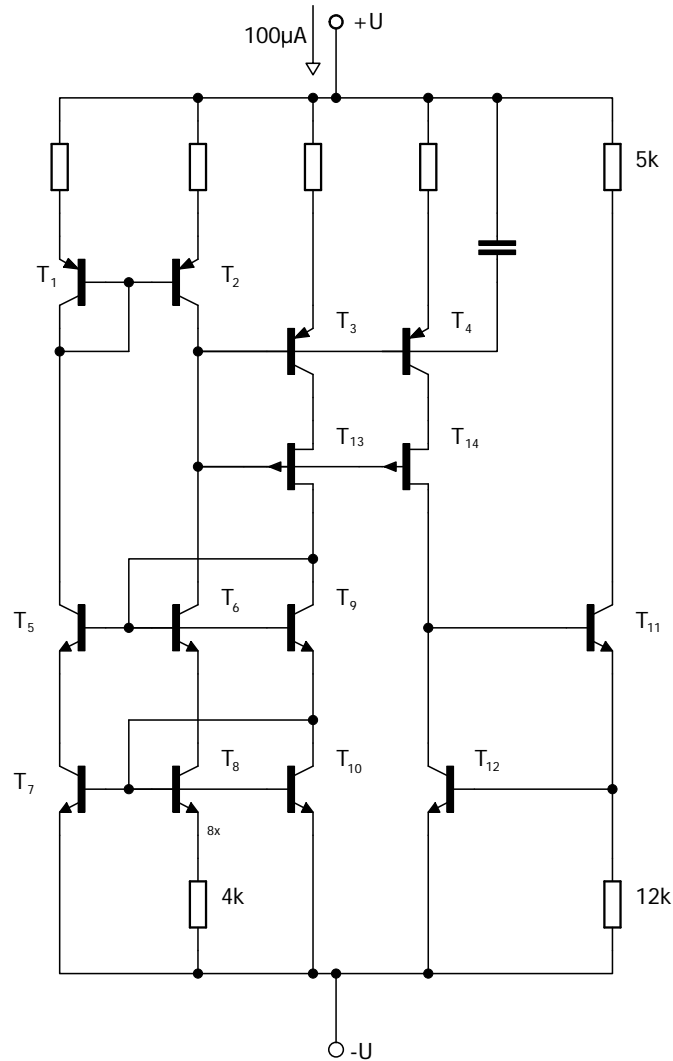
Takto navržený zdroj je ovšem silně teplotně závislý, řešením je použít v bázevém děliči další tranzistor zapojený jako diodu. Příklad takového řešení je zobrazen na obrázku 1.6. Pokud budou oba tranzistory teplotně svázány (např. v jednom pouzdře na stejném substrátu), sníží se teplotní závislost celého zapojení. Pokud tranzistory budou mít dostatečně velký proudový zesilovací činitel β , bázevé proudy i_{b1} a i_{b2} lze zanedbat. Aby docházelo k teplotní kompenzaci tranzistorů, $u_{be1} = u_{be2} \Rightarrow R_{E1} = R_{E2}$. Dle úvah, viz výše, volíme odpor R_{E2} co nejvyšší, ale zase na něm nesmí vzniknout příliš velký úbytek napětí (v závislosti na napájecím napětí). V případech velkého rozsahu zatěžovací impedance na ní bude vznikat velký rozkmit napětí, musíme proto volit emitorové odpory co nejnižší ($R_{E1} = R_{E2} = 100$ až 200Ω , při velké shodě tranzistorů můžeme volit až $R_{E1} = R_{E2} = 0 \Omega$), což sice sníží hodnotu vnitřního odporu $r_V \approx R_{CE} \approx 50$ až $100 k\Omega$, ale než použít zdroj napětí a převodu na proud, je toto stále výhodnější. [20]



Obr. 1.6: Schéma teplotně kompenzovaného zdroje proudu s tranzistorem

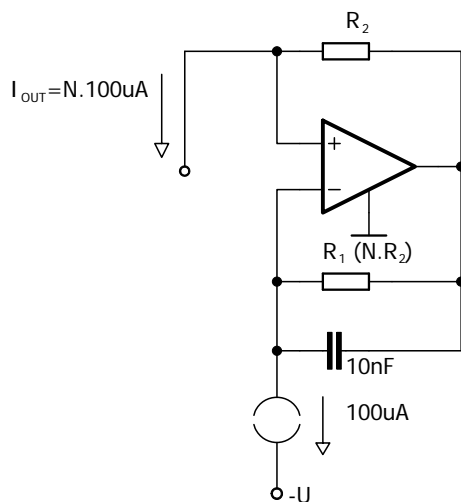
Dalším příkladem realizace referenčního zdroje proudu je zapojení použité v integrovaném obvodu REF200, jehož schéma je uvedeno na obrázku 1.7. Co nejnižšího

teplotního koeficientu je dosaženo sčítáním proudů s kladným teplotním koeficientem s proudem se záporným teplotním koeficientem. Proud s kladným teplotním koeficientem jsou generovány zapojením využívajícím šířku zakázaného pásma tranzistoru. Proudové zrcadlo $T_1 - T_2$ nutí protékat totožné proudy tranzistorů T_7 a T_8 , který má 8x větší plochu přechodu. Ze vztahu k absolutní teplotě rozdíl napětí mezi emitory $k_q^T \ln(8)$ na rezistoru hodnoty $4\text{ k}\Omega$ vyvolá proud kolem $13\mu\text{A}$. Protože tranzistorů T_{10} a T_7 jsou párovány, totéž platí i u T_3 a T_4 , shodný proud bude protékat všemi větvemi T_1 až T_4 . Proud větví T_4 ovlivňuje zdroj proudu sestávající z tranzistorů T_{11} a T_{12} . Proud se záporným teplotním koeficientem z tranzistoru T_{11} je přičítán k výstupu. Rezistory v integrovaném obvodu jsou laserem dostavovány na patřičnou hodnotu, aby bylo dosaženo co nejmenšího teplotního koeficientu. [6]



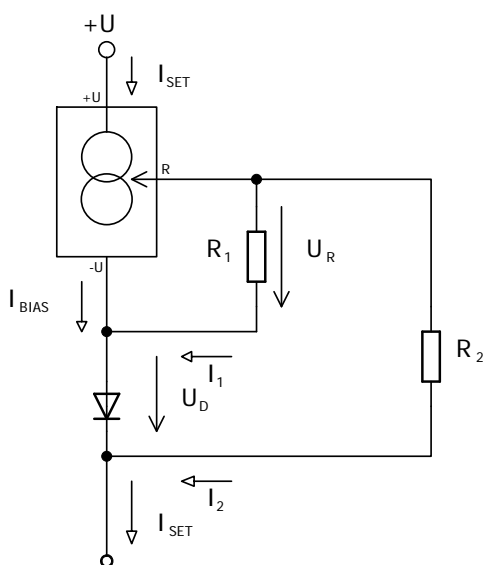
Obr. 1.7: Zjednodušené schéma vnitřního zapojení integrovaného obvodu REF200

Příklad užití tohoto integrovaného obvodu je uveden na obrázku 1.8. V tomto zapojení lze dosáhnout výstupního proudu $I_{OUT} = N \cdot 100 \mu A$, kde proud $100 \mu A$ je dán proudovou referencí v obvodu REF200 a $N = R_1/R_2$. [6]



Obr. 1.8: Zdroj proudu s použitím obvodu REF200

Dalším možným řešením referenčního zdroje proudu je zapojení na obrázku 1.9, které využívá integrovaný obvod LM134.



Obr. 1.9: Zdroj proudu s nulovým teplotním koeficientem s použitím obvodu LM134

Při správném návrhu tohoto obvodu lze dosáhnout nulového teplotního koeficientu. Základní princip spočívá v dosažení rovnováhy mezi kladným teplotním koeficientem

obvodu LM134 (kolem $+0,23 \text{ mV}/^\circ\text{C}$) a záporným teplotním koeficientem křemíkové diody pólované v propustném směru (kolem $-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$).

Nastavovaný proud I_{SET} je součtem proudů I_1 , I_2 a I_{BIAS} .

$$I_{SET} = I_1 + I_2 + I_{BIAS},$$

kde $I_1 = \frac{U_R}{R_1}$ a $I_2 = \frac{U_R + U_D}{R_2}$.

Pro návrh zdroje s nulovým teplotním koeficientem použijeme následující rovnice (I_{BIAS} je pro výpočet zahrnut v I_1 , napětí U_R proto ve výpočtu zvýšíme o $5,9\%$ [15]).

$$I_{SET} = I_1 + I_2$$

$$\frac{dI_{SET}}{dT} = \frac{dI_1}{dT} + \frac{dI_2}{dT} \approx \frac{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{R_1} + \frac{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C} - 2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{R_2} = 0$$

$$\frac{R_2}{R_1} \approx \frac{2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C} - 227 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{227 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} \approx 10$$

Máme-li získán poměr odporů R_2/R_1 , můžeme vyčíslit jejich hodnoty pro dosažení požadovaného výstupního proudu I_{SET} . Při 25°C je difuzní napětí na diodě $0,6 \text{ V}$ (U_D), napětí na odporu R_1 je $67,7 \text{ mV}$ ($64 \text{ mV} + 5,9\%$ pro zanedbání I_{BIAS}) a $R_2/R_1 = 10$. [15]

$$I_{SET} = I_1 + I_2 + I_{BIAS} = \frac{U_R}{R_1} + \frac{U_R + U_D}{R_2} \approx \frac{67,7 \text{ mV}}{R_1} + \frac{67,7 \text{ mV} + 0,6 \text{ V}}{10 \cdot R_1}$$

$$I_{SET} \approx \frac{0,134 \text{ V}}{R_1}$$

Konečné dostavení teplotního koeficientu na nulu se provádí až při provozu zařízení a zjištění skutečného teplotního ujíždění dostavením hodnoty rezistoru R_2 . [15]

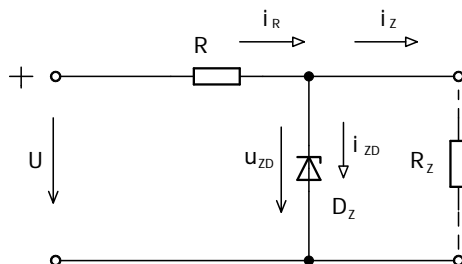
Tab. 1.2: Srovnání vybraných integrovaných referenčních zdrojů proudu

Název	Výrobce	Ref. proud	Tolerance	Teplotní stabilita
		μA	%	$\%/^\circ\text{C}$
REF200	Texas Inst.	100	0,5	0,0025
LM334	Texas Inst.	1-10000	6	0,33
LM234	Texas Inst.	1-10000	3	0,33
LM134	Texas Inst.	1-10000	3	0,33

1.4 Referenční zdroje napětí

1.4.1 Napěťové reference se Zenerovou diodou

Nejjednodušší způsob získání referenčního napětí je připojení referenční (Zenerovy) diody na nestabilizované napětí přes sériový rezistor. (Obr. 1.10)

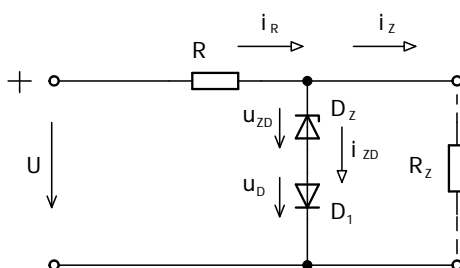


Obr. 1.10: Stabilizovaný zdroj s referenční diodou

Kvalita takto stabilizovaného napětí je charakterizována mírou potlačení změn napájecího napětí $\Delta U_N / \Delta u_{zD}$ - činitel stabilizace, který je obvykle udáván v decibelech.

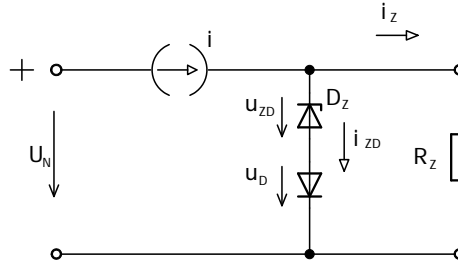
$$\frac{\Delta U_N}{\Delta u_{zD}} = 1 + \frac{R}{r_{zD}} \approx \frac{R}{r_{zD}} = 10 \dots 100, \quad (1.1)$$

kde r_{zD} je dynamický odpor referenční diody ve zvoleném pracovním bodě. Zvyšování odporu R nepřinese zlepšení stabilizace. Důležitým aspektem při volbě pracovního bodu je šum na zenerově napětí, který se markantně zvyšuje při malých proudech. Hodnota rezistoru R je tedy volena tak, aby diodou protékal patřičný proud jak při nejnižším napájecím napětí tak i při maximálním odebíraném proudu. Takto navržený stabilizátor je však silně teplotně závislý, přidáním opačně pólované diody sériově k Zenerově diodě dojde ke kompenzaci teplotních koeficientů. Toto zlepšení je ukázáno na obrázku 1.11. [16]

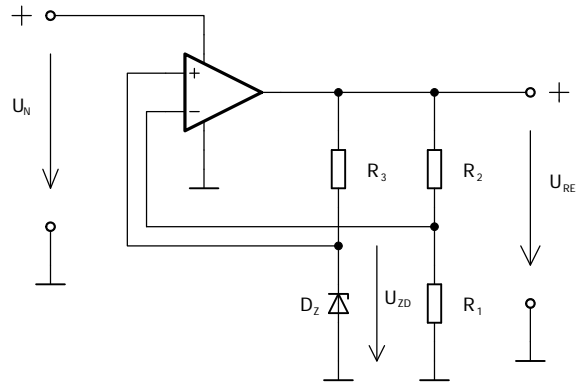


Obr. 1.11: Stabilizovaný zdroj s referenční diodou a teplotní kompenzací

Zlepšení stabilizace dosáhneme nahrazením sériového rezistoru R zdrojem proudu (Obr. 1.12). Tímto způsobem může být dosaženo činitele stabilizace až 10000.



Obr. 1.12: Stabilizovaný zdroj s referenční diodou doplněný zdrojem konstantního proudu



Obr. 1.13: Stabilizovaný zdroj s referenční diodou a operačním zesilovačem

Další metodou k zajištění konstantního proudu protékající diodou je její připojení na stabilizované napětí. Toto zapojení (Obr. 1.13) poskytuje výstupní napětí

$$U_{ref} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ZD} \quad (1.2)$$

které je vyšší než napětí na referenční diodě U_{ZD} . Konstantní proud protékající diodou je roven $I_{ZD} = (U_{REF} - U_{ZD})/R_3$. V tomto zapojení je činitel stabilizace závislý hlavně na zvlnění napájecího napětí $D = \Delta U_b / \Delta U_O$ operačního zesilovače, kde je U_O je rozdíl napětí mezi vstupy operačního zesilovače.[16] Použitím vztahů

$$\Delta U_O = \Delta U_P - \Delta U_N \quad (1.3)$$

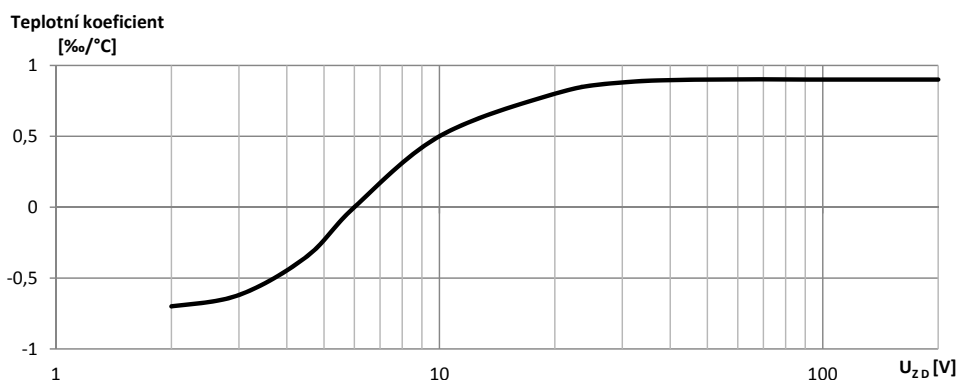
$$\Delta U_P = \frac{r_{ZD}}{r_{ZD} + R_3} \Delta U_{REF} \quad (1.4)$$

$$\Delta U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta U_{REF} \quad (1.5)$$

a $\Delta U_b = \Delta U_N$ získáme

$$\frac{\Delta U_N}{\Delta U_{REF}} \approx D \left(\frac{r_{ZD}}{r_{ZD} + R_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \approx |D| \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx |D| [16] \quad (1.6)$$

Tímto zapojením lze dosáhnout hodnot činitele stabilizace cca 10000. Pokud je vstupní napětí 10V, výstupní stabilizované napětí bude kolísat pouze v rozmezí 1mV. Větší výkyvy výstupního napětí mohou způsobit změny teploty. Relativní teplotní koeficient Zenerovy diody je cca $\pm 1 \cdot 10^{-3}/K$. Pro malá Zenerova napětí je záporný, pro větší je naopak kladný. Typický průběh závislosti teplotního koeficientu na Zenerově napětí je zobrazen na obrázku 1.14.[16]

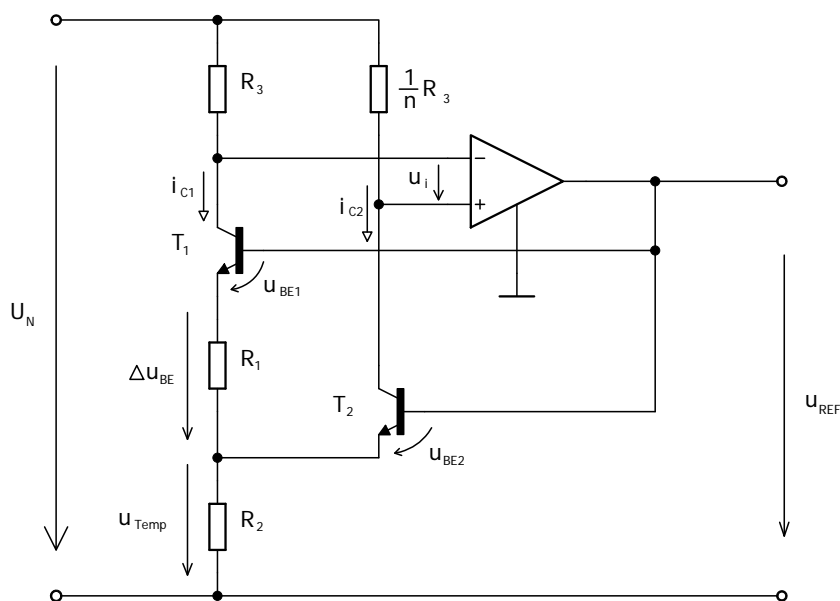


Obr. 1.14: Graf závislost teplotního koeficientu na Zenerově napětí [16]

Můžeme pozorovat, že teplotní koeficient má nejnižší hodnotu pro Zenerova napětí v okolí 6V. Pro vyšší hodnoty Zenerových napětí může být snížen použitím sériově připojené diody v propustném směru. Integrované provedení tohoto druhu jsou dostupné jako *referenční diody*, ve většině případů je však v integrovaném obvodu zdroje referenčního napětí obsahující referenční diody použito zapojení z Obr 1.13. Zde je dosaženo teplotního koeficientu až $10^{-6}/K = 1ppm/K$. [16]

1.4.2 Napěťové reference využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru

Napětí na diodě pólované v propustném směru nebo na přechodu báze-emitor bipolárního tranzistoru lze taktéž použít jako zdroj referenčního napětí. Nicméně, teplotní koeficient $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ na $0,6\text{V}$ je příliš vysoký. Tento může být kompenzován přidáním napětí s teplotním koeficientem $+2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Typický zapojení takového obvodu je zobrazeno na obrázku 1.15, kde napětí s opačným teplotním koeficientem je generováno druhým tranzistorem. [16]



Obr. 1.15: Napěťová reference využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru

$$U_{REF} = U_{BG} \approx 1.205V \quad (1.7)$$

$$U_{TEMP} \approx 2 \frac{mV}{K} T \quad (1.8)$$

Tranzistory T_1 a T_2 jsou řízeny rozdílnými kolektorovými proudy; $I_{C2} > I_{C1}$. Z přenosové charakteristiky získáme úbytek napětí na R_1

$$\Delta U_{BE} = \Delta U_{BE2} - \Delta U_{BE1} = U_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (1.9)$$

Toto napětí je úměrné U_T a protože $U_T = kT/q$, je úměrné také přímo absolutní teplotě T . Úbytek napětí na rezistoru R_2 není dán pouze proudem $I_{C1} = \Delta U_{BE}/R_1$, ale také proudem I_{C2} , který tímto rezistorem protéká také. Operační zesilovač zajistí $U_i = 0$, proto $I_{C2} = nI_{C1}$. Z toho plyne

$$U_{TEMP} = R_2(I_{C1} + I_{C2}) = R_2 \frac{\Delta U_{BE}}{R_1} (1+n) = U_T \frac{R_2}{R_1} (1+n) \cdot \ln(n) = AU_T [16] \quad (1.10)$$

Nyní máme možnost dosáhnout libovolného koeficientu $A = (1+n)\ln(n)R_2/R_1$ volbou vhodných hodnot n a R_2/R_1 . Pro U_{TEMP} dosáhneme teplotního koeficientu $+2mV/K$ volbou $A \approx 23$, neboť

$$\frac{dU_{TEMP}}{dT} = A \cdot \frac{dU_T}{dT} = A \frac{k}{q} = A \frac{U_T}{T} \Rightarrow 23 \cdot \frac{26mV}{300K} = +2mV/K [16] \quad (1.11)$$

Teoretická hodnota teplotního koeficientu bipolárního tranzistoru je

$$dV_{TEMP}/dT \approx -2mV/K \quad (1.12)$$

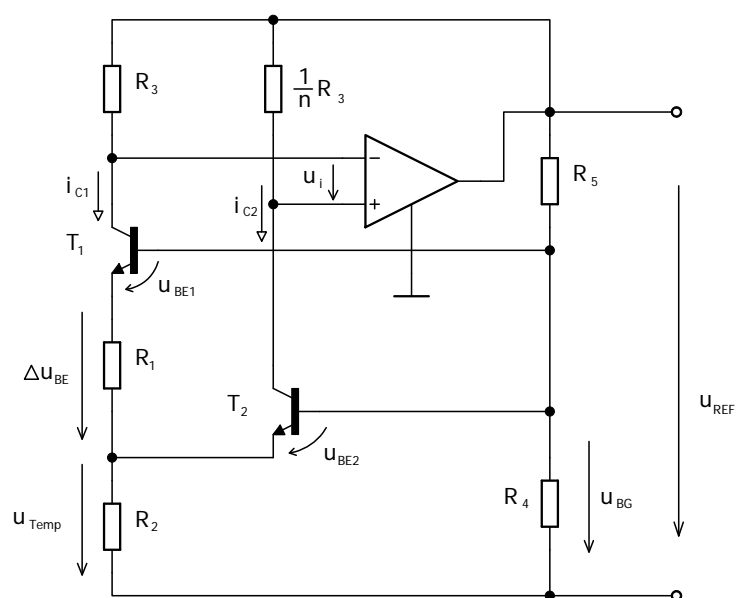
kde $U_{BG} = E_g/e_0 = 1,205V$ je napětí zakázaného pásu křemíkového tranzistoru, E_g je šířka zakázaného pásu. Teplotní koeficient výstupního napětí $U_{REF} = U_{TEMP} + U_{BE2}$ je nulový pokud

$$U_{REF} = AU_T + U_{BE} = U_{BG} = 1,2V \quad (1.13)$$

Za stejný čas je toto preciznější a na nastavení jednodušší požadavek než nastavovat koeficient A na nějakou vypočtenou hodnotu. Pro obvody s použitím diskretních součástek zapojených podle Obr.1.15 dosáhneme vhodných hodnot součástek volbou $I_{C2} = 10I_{C1}$. V takovém případě je vhodné $R_1 = R_2$. Pro dosažení dobrého spárování tranzistorů T_1 a T_2 je nutné použít dvojité tranzistor, např.: LM394.[16]

Zdroje referenčního napětí využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru s použitím diskretních součástek se používají jen velmi výjimečně ve zvláštních případech, na trhu je totiž k dostání široká nabídka rozličných integrovaných provedení těchto obvodů. Tranzistory T_1 a T_2 ve schématu na Obr.1.15 někdy pracují se stejnými kolektorovými proudy, požadovaný rozdíl v proudech pak musí být dosažen připojením několika tranzistorů paralelně k T_1 . [16]

Největší přínos v porovnání s referenčními diodami je, že napěťové reference využívající šířku zakázaného pásu mohou pracovat při nižších napětích, které smí klesnout i k napětí zakázaného pásu $U_{BD} \approx 1.2V$. Referenční diody na druhou stranu vyžadují napětí kolem 6,4V a vyšší. Zdroje referenčního napětí jiné velikosti než napětí zakázaného pásu lze vytvořit podobným zapojením jen s malou změnou, kde se zpětnovazební napětí na báze tranzistorů přivede z odporového děliče připojeného na výstupní napětí (Obr.1.16) oproti přímému připojení v předchozím případě. V zapojení podle Obr.1.16 je jako zdroj referenčního napětí pro tranzistory T_1 a T_2 použito výstupní regulované napětí. Tato úprava přináší zlepšení regulace výstupního napětí oproti zapojení z Obr.1.15.[16]



Obr. 1.16: Napěťová reference využívající šířku zakázaného pásu tranzistoru, napájení tranzistorů z výstupního regulovaného napětí

1.4.3 Srovnání integrovaných referenčních zdrojů napětí

Typ v tabulce označený 1 se zapojuje stejně jako referenční dioda (dva hlavní vývody) - vyžaduje sériový předřadný odpor. Typ označený 2 tento předřadný rezistor již obsahuje v sobě - výstupní napětí se odebírá ze speciálního vývodu (tři hlavní vývody).

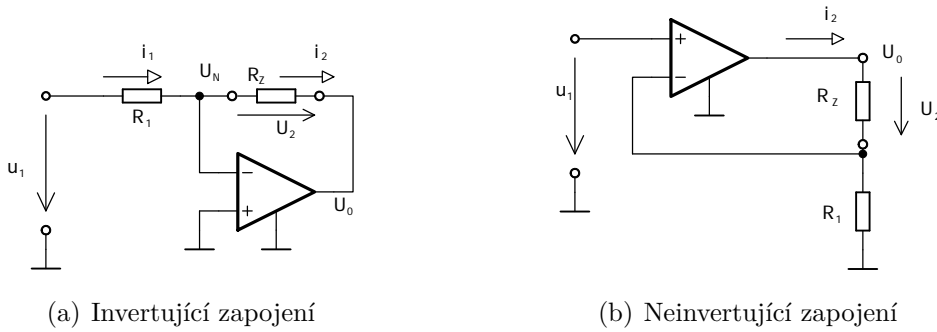
Tab. 1.3: Srovnání vybraných integrovaných referenčních zdrojů napětí

Název	Výrobce	Ref. U	Tolerance	Tep. stab.	Výst. I	Typ
		V	%	ppm/°C	μA	
LTZ1000	Lin. Techn.	7	4	0,05	-	1
LM399	Lin. Techn.	6,95	2	0,5	10000	1
MAX6341	Maxim	4,096	0,02	1	15000	2
MAX6350	Maxim	5	0,02	1	15000	2
AD588	Analog D.	10	0,01	1,5	10000	2
AD688	Analog D.	10	0,02	1.5	12000	2
MAX6241A	Maxim	4,096	0,02	2	15000	2
MAX6250A	Maxim	5	0,02	2	15000	2
LTC6655	Lin. Techn.	5	0,025	2	5000	2
REF198	Analog D.	4,096	0,05	2	45	2
REF192	Analog D.	2,5	0,08	2	45	2
MAX6126A	Maxim	5	0,02	3	10000	2
LM4140	Texas Inst.	2,5	0,1	3	8000	2
REF02	Analog D.	5	0,15	3	1400	2
REF01	Analog D.	10	0,3	3	1400	2
LM4132	Texas Inst.	2,5	0,05	10	20000	2
LM4030	Texas Inst.	2,5	0,05	10	30000	1
REF03	Analog D.	2,5	0,2	10	1400	2
MC1403	On Semi	2,5	1	10	10000	2
NCV1009	ON Semi	2,5	0,2	15	10000	1
LT1004-1.2	Texas Inst.	1,235	0,3	20	10000	1
REF43	Analog D.	2,5	0,02	25	450	2
LT1009	Texas Inst.	2,5	0,2	25	10000	1
REF1112	Texas Inst.	1,25	0,2	30	5000	1
TL4061	ST Micro	1,225	0,1	100	40	1

1.5 Převodníky napětí na proud

1.5.1 Převodníky napětí na proud pro plovoucí (neuzemněnou) zátěž

V invertujícím i neinvertujícím zapojení je proud tekoucí zpětnovazebním rezistorem $I_2 = U_1/R_1$ a je nezávislý na napětí na zpětnovazebním odporu. Obě zapojení mohou být použity jako zdroj proudu, pokud je zátěž R_Z připojena na místo zpětnovazebního rezistoru, jako je ukázáno na obrázku 1.17(a) a obrázku 1.17(b). [16]



Obr. 1.17: Zapojení zdroje proudu řízeného napětím

Ideální přenosová funkce:

$$I_2 = U_1/R_1 = I_1$$

Vstupní impedance:

$$\underline{Z}_i = R_1$$

Výstupní impedance:

$$\underline{Z}_0 = A_D R_1 \parallel -j R_1 \frac{f_T}{f}$$

Ideální přenosová funkce:

$$I_2 = U_1/R_1$$

Vstupní impedance:

$$\underline{Z}_i = r_{DR} \parallel \frac{1}{j\omega C_{CM}}$$

Výstupní impedance:

$$\underline{Z}_0 = A_D R_1 \parallel -j R_1 \frac{f_T}{f}$$

Vzhledem ke konečnému zesílení otevřené smyčky operačního zesilovače A_D výstupní odpor dosahuje konečných hodnot, stejně jako rozdíl potenciálů $U_D = U_P - U_N$ nedosahuje přesně hodnoty nula. K vyčíslení výstupního odporu použijeme následujících vztahů vycházejících ze zapojení na obrázku 1.17(a)

$$I_1 = I_2 = \frac{U_1 - U_N}{R_1}$$

$$U_N = -\frac{U_0}{A_D}$$

$$U_2 = U_N - U_0,$$

získáme

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1(1 + A_D)} \approx \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{A_D R_1}$$

a odtud vztah pro výstupní odpor

$$r_0 = -\frac{\partial U_2}{\partial I_2} = A_D R_1, \quad (1.14)$$

který je úměrný různým zesílením operačního zesilovače. Frekvenční charakteristika zesílení A_D operačního zesilovače bez zpětné vazby má poměrně nízký mezní kmitočet (např. pro typ OZ 741 $f_{cA} \approx 10 \text{ Hz}$), musíme proto vzít v úvahu, že A_D je na nízkých frekvencích komplexní. Rovnice 1.14 musí být přepsána do její komplexní formy

$$\underline{Z}_0 = \underline{A}_D R_1 = \frac{A_D}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{cA}}} \approx -jR_1 \frac{f_T}{f}. [16] \quad (1.15)$$

Výstupní impedance tedy může být reprezentována paralelní kombinací rezistoru r_0 a kondenzátoru c_0 , proto úprava rovnice 1.15 do následující podoby.

$$\underline{Z}_0 = \frac{1}{\frac{1}{A_D R_1} + \frac{j\omega}{A_D R_1 \omega_{cA}}} = r_0 \frac{1}{j\omega C_0} [16] \quad (1.16)$$

kde $r_0 = A_D R_1$

a $C_0 = \frac{1}{A_D R_1 \omega_{cA}} = \frac{1}{2\pi R_1 f_T}$.

S operačním zesilovačem, který má $A_D = 10^5$ a $f_T = 1 \text{ MHz}$, získáme pro $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ výsledky $r_0 = 100 \text{ M}\Omega$ a $C_0 = 159 \text{ pF}$. Na frekvenci 10 kHz je velikost výstupní impedance snížena na $100 \text{ k}\Omega$. [16]

Stejně úvahy použijeme pro výstupní impedanci zapojení dle Obr. 1.17(b). Přestože jsou některé elektrické parametry znepokojivé, tato dvě zapojení (Obr. 1.17(a) a Obr. 1.17(b)) se dobře hodí k mnoha použitím. Nicméně, obě mají velkou nevýhodu: zátěž R_Z musí být plovoucí (neuzemněná) - nesmí být připojena na pevný potenciál - jinak je výstup zesilovače či invertující vstup vyzkratován. Následující zapojení přináší řešení této nevýhody. [16]

1.5.2 Převodníky napětí na proud pro uzemněnou zátěž

Princip zdroje proudu řízeného napětím zobrazeného na obrázku 1.18 spočívá v tom, že výstupní proud je měřen pomocí úbytku napětí na rezistoru R_0 . Výstupní napětí operačního zesilovače se nastaví na takovou hodnotu, aby úbytek napětí na snímacím rezistoru byl roven vstupnímu napětí. Ke stanovení výstupního proudu využijeme Kirchhoffovy zákony pro uzly obvodu.

$$\begin{aligned} \frac{U_0 - U_N}{R_4} - \frac{U_N}{R_3} &= 0 \\ \frac{U_1 - U_P}{R_1} - \frac{U_P - U_Z}{R_2} &= 0 \end{aligned}$$

$$\frac{U_0 - U_Z}{R_0} + \frac{U_P - U_Z}{R_2} - I_Z = 0$$

Zavedeme zjednodušující podmínky $R_2 = R_4 = kR_1$, $U_N = U_P$ a řešíme soustavu těchto rovnic.

$$u_0 = \frac{u_n k R_1 + u_n R_3}{R_3}$$

$$u_P = \frac{u_1 k R_1 + u_Z R_1}{R_1 + k R_1}$$

$$i_Z = \frac{u_0 - u_Z}{R_0} + \frac{u_P - u_Z}{k R_1}$$

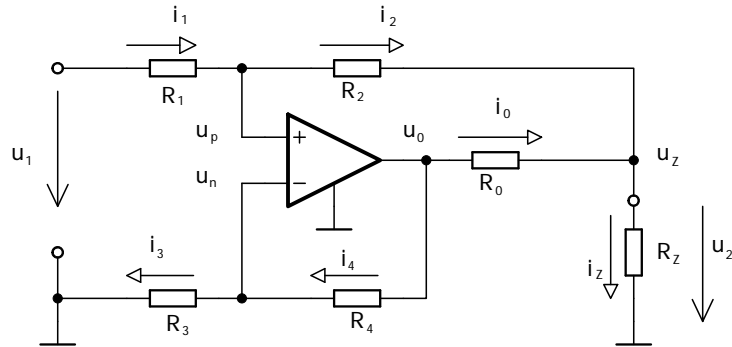
$$i_Z = \frac{\frac{u_1 k R_1 + u_Z R_1}{R_1 + k R_1} k R_1 + \frac{u_1 k R_1 + u_Z R_1}{R_1 + k R_1} R_3}{R_3} - u_Z + \frac{\frac{u_1 k R_1 + u_Z R_1}{R_1 + k R_1} - u_Z}{k R_1}$$

$$i_Z = \frac{u_1 k^2 R_1}{(1+k) R_3 R_0} + \frac{u_Z k R_1}{(1+k) R_3 R_0} + \frac{u_1 k}{(1+k) R_0} + \frac{u_Z}{(1+k) R_0} - \frac{u_Z}{R_0} + \frac{u_1}{R_1(k+1)} + \frac{u_Z k}{R_1(1+k)} - \frac{u_Z}{k R_1}$$

$$i_Z = u_1 \left(\frac{1}{R_1(1+k)} + \frac{k(R_3 + k R_1)}{(1+k) R_3 R_0} \right) + u_Z \left(\frac{R_0 R_3 + (k R_1 + R_3) k R_1}{R_0 R_1 R_3 k(k+1)} - \frac{R_1 k + R_0}{R_0 R_1 k} \right)$$

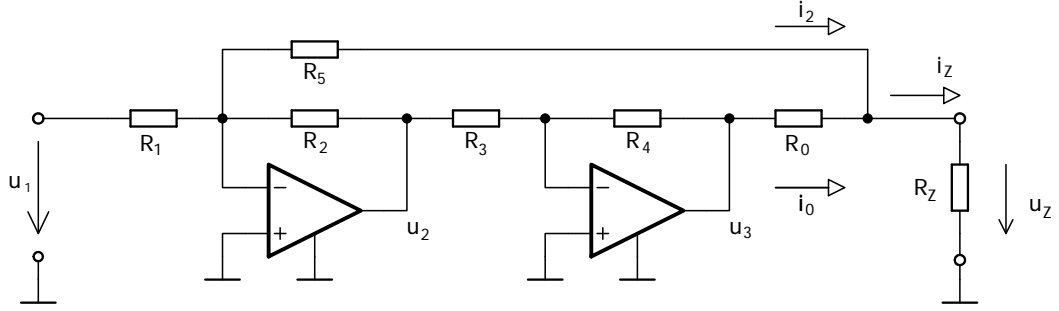
Pro dosažení nezávislosti výstupního proudu na velikosti zátěže, druhý člen v tomto vztahu musí být nulový. To lze splnit, pokud $R_3 = \frac{k R_1^2}{R_0 + k R_1}$. [19] Splníme-li také $R_0 \ll k R_1$, výsledný vztah dostaneme do tvaru

$$i_Z \approx \frac{k u_1}{R_0}. \quad (1.17)$$



Obr. 1.18: Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž

Alternativa k uvedenému zapojení je obvod zobrazený na obrázku 1.19, v němž oba operační zesilovače pracují v invertujícím zapojení, které potlačuje vliv souhlasného napětí. Zatěžování zdroje řídicího napětí nezávisí na výstupním napětí U_Z , tudíž nezávisí ani na velikosti zátěže R_Z .



Obr. 1.19: Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž s potlačením souhlasného napětí

Ke stanovení výstupního proudu opět využijeme Kirchhoffovy zákony a vztah pro zesílení operačního zesilovače v invertujícím zapojení

$$i_z = i_0 + i_2 = \frac{u_3 - u_z}{R_0} - \frac{u_z}{R_5}$$

$$u_3 \approx -\frac{R_4}{R_3} u_2 \approx -\frac{R_4}{R_3} \left(-\frac{R_2}{R_1} u_1 - \frac{R_2}{R_5} u_z \right) = \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2}{R_1} u_1 + \frac{R_2}{R_5} u_z \right),$$

dosadíme-li za u_3 získáme

$$i_z = \frac{1}{R_0} \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2}{R_1} u_1 + \frac{R_2}{R_5} u_z \right) - \frac{u_z}{R_0} - \frac{u_z}{R_5} = \frac{1}{R_0} \frac{R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1} u_1 + \left(\frac{1}{R_0} \frac{R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_5} - \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_5} \right) u_z.$$

Abychom získaný vztah zjednodušili, zvolíme $R_1 = R/k$, $R_2 = R_3 = R_4 = R$, potom

$$i_z = k \frac{u_1}{R_0} + \left(\frac{R}{R_0 R_5} - \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_5} \right) u_z.$$

Aby výstupní proud nezávisel na napětí na zátěži, musí se druhý člen vztahu rovnat nule.

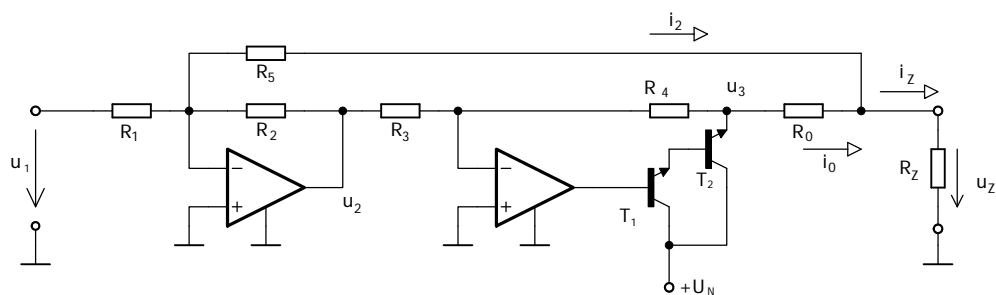
$$\frac{R - R_5 - R_0}{R_0 R_5} = 0 \Rightarrow R_5 = R - R_0$$

Pokud zvolíme $R \gg R_0$, bude $R_5 \approx R$. Výsledný vztah pro výstupní proud tedy bude

$$i_z = k \frac{u_1}{R_0}. \quad (1.18)$$

Aby byly dodrženy podmínky použité při odvozování, musíme R_0 zvolit s malou hodnotou (méně než 1Ω). Tím splníme podmínku $R \gg R_0$ a navíc při velkých výstupních proudech na něm nevznikne velký úbytek napětí. Operační zesilovač v

zapojení dokáže do zátěže dodat ovšem jen malý proud (dle použitého typu operačního zesilovače cca 5mA), proto je nutné výstup zapojení opatřit proudovým posilovačem, který dokáže do zátěže dodat potřebný proud. Schéma takového zapojení je zobrazeno na obrázku 1.20. Výhoda takto uspořádaného zapojení spočívá v zařazení proudového posilovače v přímé větvi zpětnovazební smyčky operačního zesilovače, čímž tomu se neuplatní jeho nelinearita, teplotní nestabilita nebo výstupní odpor. Díky tomu nemusí být ani výstup zdroje napájecího proudový posilovač stabilizovaný. [20]



Obr. 1.20: Převodník napětí na proud pro uzemněnou zátěž s potlačením souhlasného napětí a proudovým posilovačem na výstupu

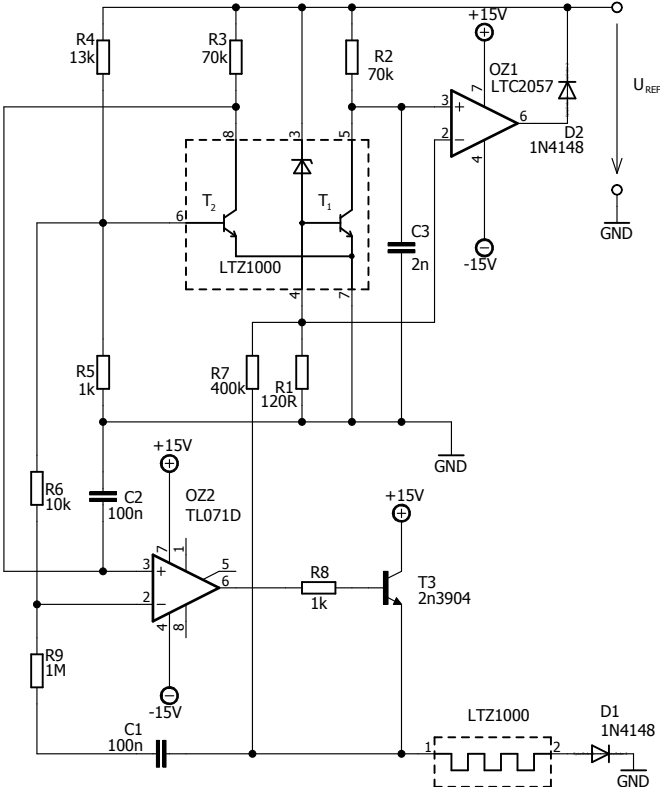
2 VÝBĚR ŘEŠENÍ JEDNOTLIVÝCH ČÁSTÍ KE KONSTRUKCI

Požadavky na přesnost všech částí konstrukce vychází z řešení číslicově-analogového převodníku, konkrétně je to bitové rozlišení. Hodnota tolerance je dána rozlišovací schopností, tj. rozlišením bitu s nejmenší hodnotou (LSB). U 24 bitového převodníku je celkový počet možných stavů $2^{24} = 16777216$, maximální hodnota digitálního čísla na vstupu je 1, maximální odchylka je tedy $\frac{1}{2^{24}} = 0,06ppm$. Při tak extrémní přesnosti je nutné brát ohled na všechny možné vlastnosti, které by mohly výslednou přesnost ovlivnit. U elektronických přepínačů je to zejména doba prodlevy mezi řídicím impulzem a skutečným sepnutím výstupu a odpor spínače v sepnutém stavu. Vliv prodlevy spínání lze minimalizovat, pokud bude tato totožná u zapínání i vypínání. Aby při číslicově analogovém převodu bylo co nejméně změn stav přepínače, jako vhodné řešení se nabízí převodník s mezipřevodem na poměr šířky impulsu a periody, u něhož v jedné periodě dochází pouze k jednomu zapnutí a vypnutí. Pro potlačení vlivu odporu přepínače v sepnutém stavu se jeví výhodněji použít zdroj referenčního proudu a provozovat spínač tedy v proudovém režimu. Nejdůležitějším prvkem udávajícím dosažitelnou výslednou přesnost je ale zdroj referenční veličiny. Námi vybraný má hodnotu teplotního ujíždění výrobcem udánu maximálně $0,05ppm/^{\circ}C$, což při předpokládaném provozním rozsahu teplot od $0^{\circ}C$ do $70^{\circ}C$ je největší možná chyba $3,5ppm$. Vypočtená hodnota odpovídá váze bitu s nejmenší hodnotou při rozlišení převodníku 18 bitů, aby tato největší možná chyba byla menší než polovina bitu s nejmenší hodnotou převodníku, maximální rozlišení převodníku bude tedy 17 bitů.

2.1 Zdroj referenčního napětí

Zdroj referenční veličiny udává dosažitelnou přesnost a rozlišovací schopnost celého zařízení, je tedy nezbytně nutné vybírat tento s excelentními hodnotami přesnosti a hlavně teplotní a časové stability. Z široké nabídky na trhu dostupných integrovaných obvodů proudových referenčních zdrojů nebylo možné ovšem nalézt žádný, který by svou teplotní závislostí ani zdaleka vyhovoval. V nabídce integrovaných zdrojů referenčního napětí již byly k nalezení modely, které tyto extrémní požadavky splňují, zdroj referenčního proudu jsme se tedy rozhodli zkonstruovat ze zdroje referenčního napětí s následným převedením na proud. Pro generování referenčního napětí jsme zvolili integrovaný obvod LTZ1000A výrobce Linear Technology pro jeho výborné parametry, konkrétně hodnotu teplotního ujíždění, která je výrobcem deklarována maximálně $0,05ppm/^{\circ}C$. Jak již bylo zmíněno, pro předpokládaný rozsah povolených

pracovních teplot je maximální hodnota chyby tedy $3,5\text{ppm}/70^\circ\text{C}$. Pro srovnání s dostupnými integrovanými zdroji referenčního proudu podotýkáme, že hodnota $3,5\text{ppm}$ je u nich změna při změně teploty o 1°C , v případě námi zvoleného obvodu se však vztahuje již k celému pracovnímu rozsahu teplot. Integrovaný zdroj referenčního napětí LTZ1000 se vyrábí ve dvou variantách - LTZ1000 a LTZ1000A. Oba tyto obvody jsou vybaveny vyhříváním vnitřního prostoru s čipem a mají stejné vnitřní uspořádání obvodu, verze LTZ1000A má ovšem lepší teplotní vlastnosti díky dokonalejšímu tepelnému odizolování vnitřního čipu od pouzdra, tedy i od okolního prostředí. Pro použití v námi navrhovaném zdroji vybereme tedy variantu LTZ1000A, tato nám zajistí termostatování napěťové reference, není již nutné umisťovat obvod do speciálního termostatu. Zapojení zdroje referenčního napětí s integrovaným obvodem vychází ze zapojení doporučené výrobcem [11]. Obvod zdroje referenčního napětí sestává ze dvou částí - samotný zdroj napěťové reference a obvod zajišťující vyhřívání vnitřního čipu na požadovanou teplotu, tzn. termostatování obvodu. Část generující referenční napětí sestává z rezistorů R_1 a R_2 , podpovrchové referenční diody a tranzistoru T_1 obsažených v integrovaném obvodu LTZ1000, operačního zesilovače OZ_1 , diody D_2 a kondenzátoru C_3 . Podpovrchová referenční dioda a tranzistor T_1 spolu s rezistory R_1 a R_2 fungují jako vyvážený můstek. Na rezistoru R_1 je napětí $0,6\text{V}$ dané napětím na přechodu báze - emitor tranzistoru T_1 , hodnotou rezistoru R_1 nastavujeme proud protékající podpovrchovou referenční diodou $0,6/120 = 5\text{mA}$. Hodnota rezistoru R_2 nastavuje kolektorový proud tranzistoru T_1 , $100\mu\text{A}$ při $70\text{k}\Omega$. Operační zesilovač OZ_1 snímá vyvážení můstku, jeho vstupy jsou připojeny každý do jedné větve můstku, zesílením odchylky reguluje napájecí napětí můstku, tím i proud protékající jednotlivými prvky a dochází k opětovnému vyvážení můstku. Kondenzátor C_3 slouží jako ochrana proti vysokofrekvenčním zákmitům, dioda D_2 chrání obvod, pokud by OZ_1 skočil do záporné saturace. Do části zajišťující vyhřívání čipu integrovaného obvodu LTZ1000 patří tranzistor T_2 a vyhřívací článek obsažený v LTZ1000, rezistory R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_8 a R_9 , kondenzátory C_1 a C_2 , tranzistor T_3 a dioda D_1 . Rezistory R_3 , R_4 a R_5 spolu s tranzistorem T_2 tvoří vyvážený můstek. Díky teplotnímu svázání tranzistorů T_1 a T_2 (oba jsou na stejném čipu), tranzistor T_2 sleduje teplotu tranzistoru T_1 v můstku obvodu napěťové reference, rozvažuje tedy můstek v němž je zapojen a dochází k regulaci teploty. Rozvážení můstku sleduje OZ_2 a podle rozvážení otevírá tranzistor T_3 regulující proud vyhřívacím článkem. Rezistor R_9 a kondenzátor C_1 fungují jako rychlá zpětná vazba, R_6 zlepšuje teplotní regulaci, dioda D_1 chrání proti přepólování. Rezistor R_7 funguje jako vazba s druhým můstkem pro zlepšení teplotní regulace, vzhledem k výběru verze LTZ1000A s lepšími izolačními vlastnostmi pouzdra tento již nezapojíme[21]. Výrobcem doporučené operační zesilovače jsme vyměnili za typ s lepšími šumovými vlastnostmi a menší napěťovou nesymetrií a její teplotní změnou, konkrétně modely

$$[?][?]$$


Obr. 2.1: Schéma zapojení zdroje referenčního napětí s obvodem LTZ1000

2.2 Převodník napětí na proud

Kvůli předchozímu výběru napětí jako referenční veličiny a provozu v signálové cestě následujícího elektronického přepínače v proudovém módu, aby se neuplatnil jeho odpor v sepnutém stavu, je nutné referenční napětí převést na proud. K tomu využijeme zapojení z obr. 1.18. Na vstup bude připojeno referenční napětí 7V, na výstupu požadujeme proud 0,1mA (kvůli velikosti hodnoty rezistoru R_0 ve filtru). Podle těchto podmínek vypočteme hodnoty jednotlivých obvodových prvků. Zavedeme předpoklad $R_2 = R_4 = k \cdot R_1$. Pak využitím Kirchhoffových zákonů

$$\frac{u_4 - u_3}{k \cdot R_1} - \frac{u_3}{R_3} \approx 0$$

$$\frac{u_1 - u_2}{R_1} - \frac{u_2 - u_Z}{k \cdot R_1} \approx 0$$

$$i_Z - \frac{u_2 - u_Z}{k \cdot R_1} - \frac{u_4 - u_Z}{R_0} \approx 0.$$

Aby bylo dosaženo nezávislosti na velikosti zátěže,

$$R_3 = \frac{k \cdot R_1^2}{R_0 + k \cdot R_1}$$

a splníme-li $R_0 \ll k \cdot R_1$, bude $R_3 \approx R_1$. Výstupní proud pak bude

$$i_Z = k \cdot \frac{u_1}{R_0}.$$

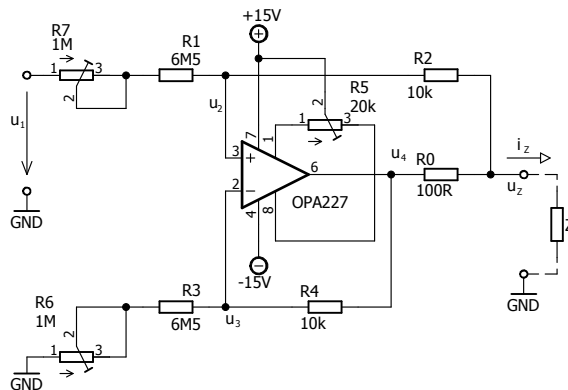
R_0 zvolíme 100Ω , potom

$$0,0001 = k \cdot \frac{7}{100} \Rightarrow k = \frac{0,0001}{7} \cdot 100 = 1,4286 \cdot 10^{-3}.$$

Hodnoty rezistorů R_2 a R_4 volíme $10k\Omega$, aby hodnota R_1 a R_3 nebyla příliš vysoká, ale aby byla splněna podmínka $R_0 \ll k \cdot R_1$. Tedy

$$R_1 = R_3 = \frac{R_2}{k} = \frac{10000}{1,4286 \cdot 10^{-3}} = 6,9M\Omega.$$

Ověříme splnění podmínky $R_0 \ll k \cdot R_1$, $100 \ll 10000$ vyhovuje. Odpory R_1 a R_3 realizujeme sériovou kombinací rezistor 6M5 a přesného víceotáčkového potenciometrického trimru s hodnotou 1M pro možnost nastavit převodní poměr a tedy i maximum celého zdroje. Operační zesilovač vybíráme přesný nízkošumový OPA227 s možností nulování napěťové nesymetrie, toto realizujeme přesným víceotáčkovým potenciometrickým trimrem s hodnotou 20k podle doporučení výrobce operačního zesilovače. Výsledné zapojení tohoto převodníku je znázorněno na obrázku 2.2.



Obr. 2.2: Schéma zapojení navrženého převodníku napětí na proud

2.3 Elektronický přepínač

Aby bylo možné referenční proud modulovat měronosnou veličinou, je nutné jej spínat elektricky ovládaným prvkem. Nabízí se možnost užití relé, to ale nevyhovuje vzhledem k frekvenci přepínání, řešením je tedy použití integrovaného elektricky ovládaného analogového přepínače. V nabídce různých výrobců je jich celá řada, u většiny z nich je dosahováno malého odporu v sepnutém stavu paralelním řazením mnoha polem řízených tranzistorů, toto řešení má ale za následek malou izolaci vstupu od výstupu při rozpojeném stavu. Podle těchto poznatků jsme vybrali pro konstrukci model DG403 od výrobce Intersil, který má sice v sepnutém stavu odpor 45Ω , tento nám vzhledem k jeho provozu v proudovém režimu nevadí, zato má vyšší izolaci výstupu od vstupu při jeho rozpojení. Dalším parametrem při výběru elektrického přepínače je doba sepnutí a rozepnutí, u námi zvoleného DG403 jsou 150ns a 100ns. Jejich velikost nás moc netrápí, spíše je důležitý jejich vzájemný poměr, aby nedocházelo ke změně poměru šířky impulzu k periodě spínaného signálu, v případě modelu DG403 je tento poměr 3:2, není tedy nijak kritický. Další výhodou volby tohoto modelu je možnost využití symetrického napájení $\pm 15V$, které využíváme k napájení operačních zesilovačů, není tedy nutné použití dalšího zdroje. V použitém jsou k dispozici dva tyto přepínače, my využíváme pouze jeden z nich, vstup a výstupy druhého proto připojíme na zem, kvůli zmenšení přeslechů z náhodných zdrojů.

2.4 Filtr - dolní propust

Na výstupu elektronického přepínače můžeme měřit proud s obdélníkovým průběhem, jehož poměr šířky impulzu k periodě odpovídá zadané číslicové informaci. Z tohoto elektrického signálu obdélníkového průběhu je nutné získat jeho střední hodnotu, která je kýženým výstupním průběhem - stejnosměrný ustálený proud. Pro získání střední hodnoty signálu je nutné odfiltrovat všechny střídavé složky obdélníkového signálu a zanechat přítomnu pouze stejnosměrnou složku. Toho docílíme průchodem signálu filtrem typu dolní propust. Parametry tohoto filtru odvodíme ze vstupního signálu a požadované přesnosti, dalším důležitým parametrem je doba ustálení signálu na výstupu. Podle požadavku na co nejrychlejší ustálení a nejmenší překmit výstupního signálu volíme aproximaci filtru podle Bessela. Návrh filtru jsme provedli pomocí aplikace na internetových stránkách společnosti Analog Devices[2]. Prvním zadávaným parametrem je šířka propustného pásma, tato byla volena co největší s ohledem na dobu ustálení - čím nižší mezní kmitočet filtru, výrazně se zvyšuje doba ustálení. Dalším důležitým parametrem zadávaným do aplikace je požadovaný útlum na daném kmitočtu. V případě námi navrhovaného filtru je tento

kmitočet dán základní frekvencí (periodou) signálu na vstupu, při výpočtu jsme uvažovali 10Hz, případné navýšení by jenom prospělo. Na tomto kmitočtu je tedy nutné spočítat chtěný útlum. Ten se určen rozlišovací schopností celého zařízení, všechny střídavé složky nesmí mít na výstupu amplitudu vyšší než je polovina nejnižšího bitu. Pro uvažovaných 18 bitů je tedy výpočet pro útlum $20 \cdot \log(\frac{1}{2^{18}}) = -108dB$. Tyto parametry jsme tedy zadali do aplikace a experimentálně jsme volili kompromis mezi dobou ustálení, řádem filtru a splněním zadaných podmínek. Výsledkem experimentálního návrhu jsme dospěli k parametrům: mezní kmitočet filtru $f_m = 1Hz$, útlum 120dB na frekvenci 9,5 Hz, doba ustálení cca 1,5s, aproximace filtru podle Bessela, filtr 9. řádu. Strukturu pro realizaci filtru jsme zvolili nekaskádní, abychom potlačili vliv vstupních nesymetrií použitých operačních zesilovačů a časových a teplotních závislostí těchto nesymetrií. Pro provoz filtru v proudovém módu se provede transformace - vstupní proud se pouští do napětového výstupu a výstupní proud se odebírá z napětového vstupu. Koeficienty přenosové funkce aproximované podle Bessela pro nekaskádní strukturu jsme získali z [7], $c_{91} = 3,3917$, $c_{92} = 5,4135$, $c_{93} = 5,3553$, $c_{94} = 3,6328$, $c_{95} = 1,7602$, $c_{96} = 0,6123$, $c_{97} = 0,1484$, $c_{98} = 0,0229$, $c_{99} = 0,0017$. S ohledem na kvalitu, přesnost a toleranci kapacity kondenzátorů v nabídce obchodníků jsme zvolili uspořádání se shodnými kapacitami kapacitorů $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_7 = C_8 = C_9 = C$, tuto hodnotu jsme zvolili $C = 2,7\mu F$ kompromisně podle hodnoty rezistoru R_0 , při maximálním možném výstupním proudu $1mA$ na něm může být úbytek maximálně 10V (kvůli omezení napájecím napětím). Kondenzátory jsou v provedení svitkový polypropylenový s tolerancí 5% . Hodnoty odporu rezistorů jsme vypočítali podle rovnic z [7].

$$R_0 = \frac{c_{91}}{2 \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{3,3917}{2 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 99,96k\Omega,$$

vybíráme 100k.

$$R_1 = \frac{c_{92} + \sqrt{c_{92}^2 - c_{91} \cdot c_{93}}}{c_{91} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{5,4135 + \sqrt{5,4135^2 - 3,3917 \cdot 5,3553}}{3,3917 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 152,1k\Omega,$$

vybíráme 150k.

$$R_2 = \frac{c_{92} - \sqrt{c_{92}^2 - c_{91} \cdot c_{93}}}{c_{91} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{5,4135 - \sqrt{5,4135^2 - 3,3917 \cdot 5,3553}}{3,3917 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 36,1k\Omega,$$

vybíráme 36k.

$$R_3 = \frac{c_{94} + \sqrt{c_{94}^2 - c_{93} \cdot c_{95}}}{c_{93} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{3,6328 + \sqrt{3,6328^2 - 5,3553 \cdot 1,7602}}{5,3553 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 61,4k\Omega,$$

vybíráme 62k.

$$R_4 = \frac{c_{94} - \sqrt{c_{94}^2 - c_{93} \cdot c_{95}}}{c_{93} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{3,6328 - \sqrt{3,6328^2 - 5,3553 \cdot 1,7602}}{5,3553 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 18,6k\Omega,$$

vybíráme 18k.

$$R_5 = \frac{c_{96} + \sqrt{c_{96}^2 - c_{95} \cdot c_{97}}}{c_{95} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{0,6123 + \sqrt{0,6123^2 - 1,7602 \cdot 0,1484}}{1,7602 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 31,8k\Omega,$$

vybíráme 33k.

$$R_6 = \frac{c_{96} - \sqrt{c_{96}^2 - c_{95} \cdot c_{97}}}{c_{95} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{0,6123 - \sqrt{0,6123^2 - 1,7602 \cdot 0,1484}}{1,7602 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 9,2k\Omega,$$

vybíráme 9k1.

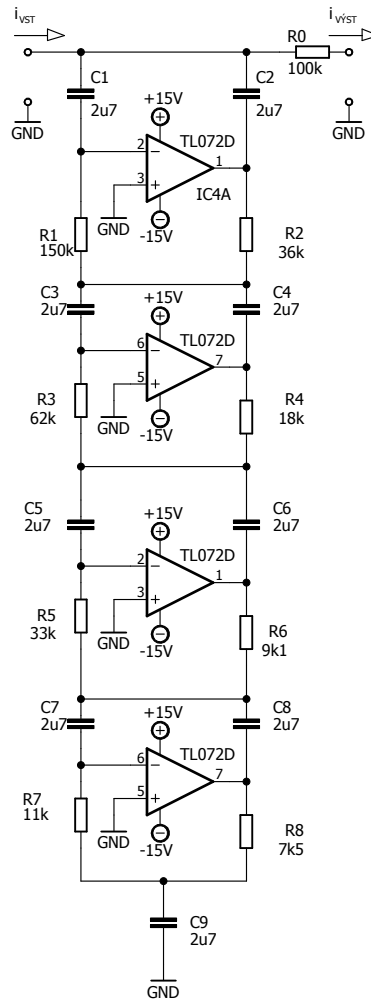
$$R_7 = \frac{c_{98} + \sqrt{c_{98}^2 - 2 \cdot c_{97} \cdot c_{99}}}{c_{97} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{0,0229 + \sqrt{0,0229^2 - 2 \cdot 0,1484 \cdot 0,0017}}{0,1484 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 10,9k\Omega,$$

vybíráme 11k.

$$R_8 = \frac{c_{98} - \sqrt{c_{98}^2 - 2 \cdot c_{97} \cdot c_{99}}}{c_{97} \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{0,0229 - \sqrt{0,0229^2 - 2 \cdot 0,1484 \cdot 0,0017}}{0,1484 \cdot 0,0000027 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1} = 7,3k\Omega,$$

vybíráme 7k5.

Operační zesilovače jsme vybrali nízkošumové TL072, nemusí být extrémně přesné a stabilní, nejsou přímo v cestě signálu. Obrázek 2.3 ukazuje schéma zapojení navrženého filtru.



Obr. 2.3: Schéma zapojení navrženého filtru - nekaskádní struktura

2.5 Výstupní zesilovač

Za filtrem již má signál požadovaný tvar - stejnosměrná složka signálu, která odpovídá vstupnímu číselnému údaji, tato ale nemá dostatečnou velikost, je tedy nutné zařadit do zapojení zesilovač. Aby bylo možné měnit výstupní rozsahy je na výstup filtru připojen invertující zesilovač, rezistor R_{0_FILTR} ve filtru označený jako R_0 připojením k virtuální nule na záporném vstupu operačního zesilovače funguje jako připojení na zem, převádí tedy výstupní proud filtru na napětí. Ve zpětné vazbě operačního zesilovače je síť rezistorů, jejichž přepínáním se mění zesílení tohoto operačního zesilovače, odpor použitého analogového multiplexeru se neuplatní díky jeho umístění v přímé větvi zpětnovazební smyčky. Maximální výstupní proud z filtru $0,1mA$ vyvolá na odporu R_{0_FILTR} úbytek napětí $10V$. Rozsahy žádáme

0 – 1A ($u_1 = -10V$), 0 – 100mA ($u_1 = -1V$) a 0 – 10mA ($u_1 = -0,1V$), hodnoty rezistorů tedy vypočteme

$$R_{1_1_1} = -\frac{u_1 \cdot R_{0_FILTER}}{u_{VST}} = -\frac{-10 \cdot 100000}{10} = 100k\Omega$$

$$R_{1_1_2} = -\frac{u_1 \cdot R_{0_FILTER}}{u_{VST}} = -\frac{-1 \cdot 100000}{10} = 10k\Omega$$

$$R_{1_1_2} = -\frac{u_1 \cdot R_{0_FILTER}}{u_{VST}} = -\frac{-0,1 \cdot 100000}{10} = 1k\Omega.$$

Pomocí Kirchhoffových zákonů řešíme

$$i_Z = i_0 + i_2 = -\left(\frac{u_3 - u_Z}{R_0}\right) + \frac{u_Z}{R_5}$$

$$u_3 = -\frac{R_4}{R_3} \cdot u_2 = -\frac{R_4}{R_3} \cdot \left(-\frac{R_2}{R_{1_2}} \cdot u_1 - \frac{R_2}{R_5} \cdot u_Z\right) = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{R_2}{R_{1_2}} \cdot u_1 + \frac{R_2}{R_5} \cdot u_Z\right)$$

$$i_Z = -\frac{1}{R_0} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{R_2}{R_{1_2}} \cdot u_1 + \frac{R_2}{R_5} \cdot u_Z\right) + \frac{u_Z}{R_0} + \frac{u_Z}{R_5} = -\frac{1}{R_0} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_{1_2}} \cdot u_1 - \left(\frac{1}{R_0} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_5} - \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_5}\right) \cdot u_Z.$$

Zavedeme zjednodušení $R_2 = R_3 = R_4 = R$ $R_1 = R/k$, potom

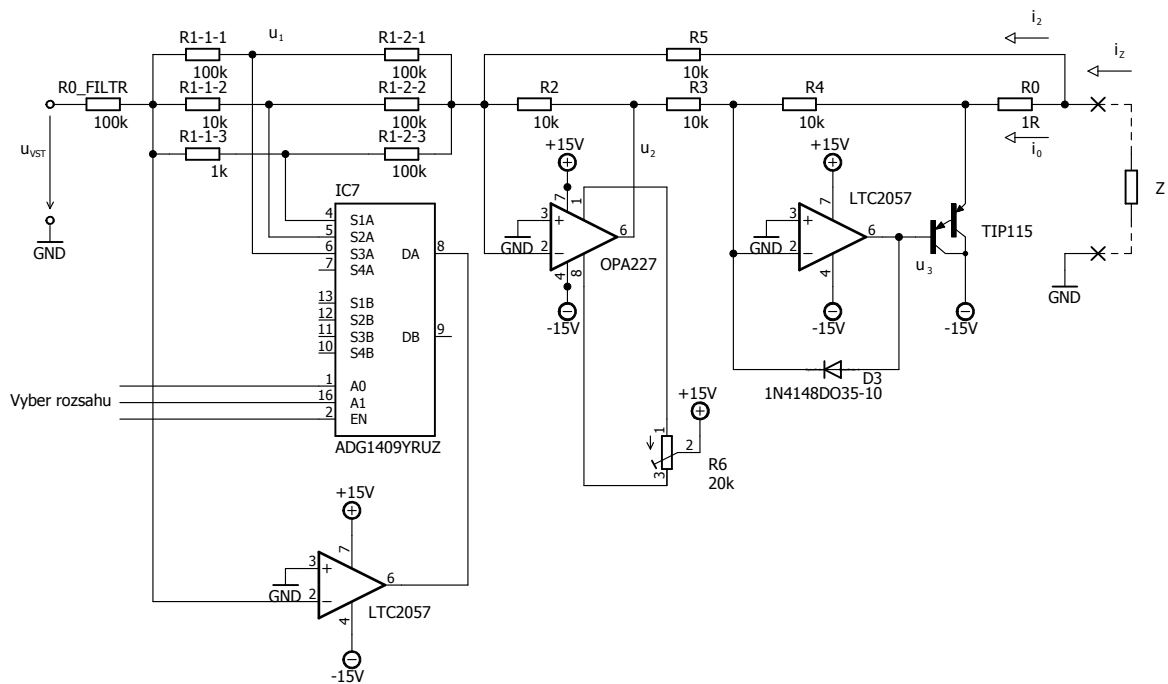
$$i_Z = -k \cdot \frac{u_1}{R_0} - \left(\frac{R}{R_0 \cdot R_5} - \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_5}\right) \cdot u_Z.$$

Aby proud do zátěže nebyl závislý na velikosti zátěže, musí se závorka před $u_Z = 0$, tzn. $R_5 = R - R_0$, pokud $R \gg R_0$, tak $R_5 \approx R$. Hodnota R_0 musí být zvolena dostatečně malá, aby ani při vysokých výstupních proudech na něm nebyl příliš velký úbytek napětí, volíme tedy 1Ω , pro dodržení podmínky $R \gg R_0$ volíme $R = 10k\Omega$. $i_Z = 1A$, $u_1 = -10V$, dopočítáme tedy R_{1_2}

$$i_Z = k \cdot \frac{u_1}{R_0} \Rightarrow k = 0,1$$

$$R_{1_2} = 10000/0,1 = 100k\Omega$$

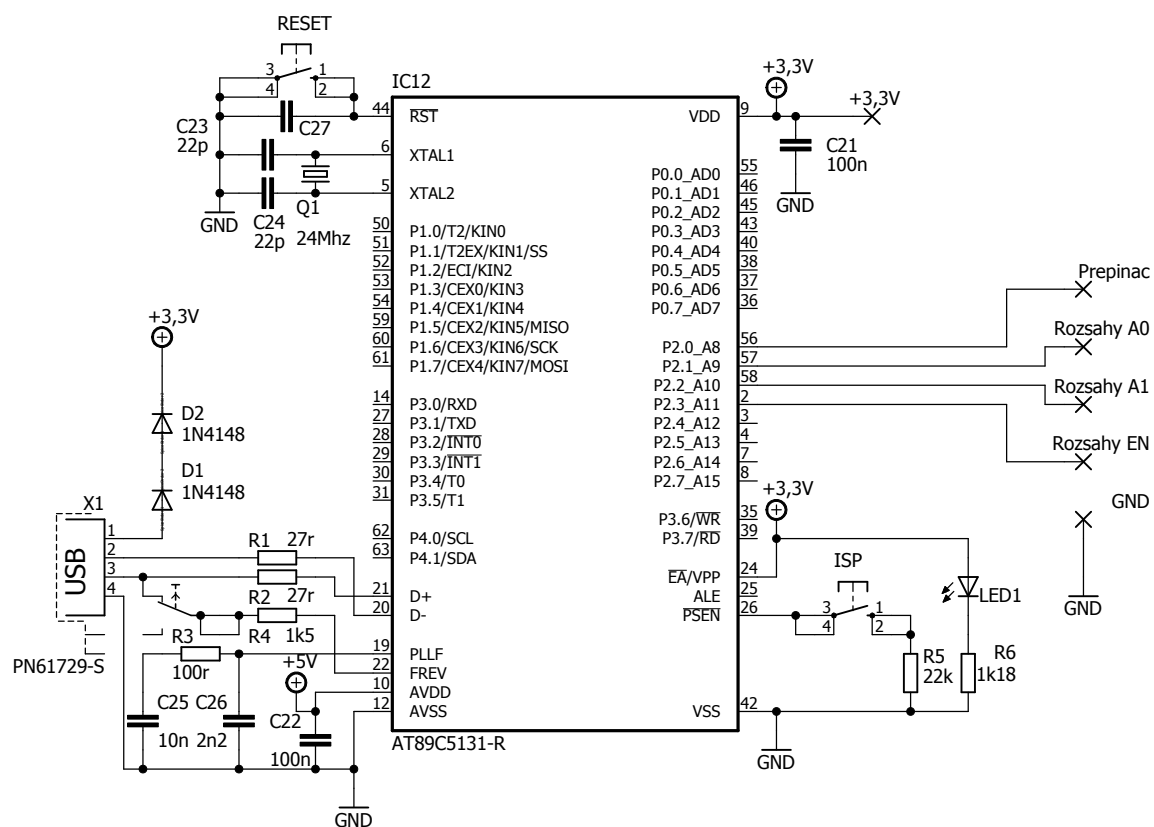
Abychom byli schopni dodat do zátěže dostatečný proud, opatříme výstup proudovým posilovačem tvořeným Darlingtonovým tranzistorem, jeho nelinearita se neuplatní díky umístění v přímé větvi zpětnovazební smyčky. Dioda D_3 slouží k ochraně. Operační zesilovače jsme vybrali ultraprecizní nízkošumové LTC2057, pouze prostřední operační zesilovač je zvolen OPA227 kvůli absenci vstupů pro nulování napěťové nesymetrie modelu LTC2057. Pro nastavení nulování napěťové nesymetrie operačních zesilovačů je dle doporučení výrobce použit trimr 20k v provedení přesný víceotáčkový, jehož jezdec je připojen na kladné napájecí napětí. Snímací odpor R_0 je vybrán na výkonovou ztrátu 2W.



Obr. 2.4: Schéma zapojení výstupního zesilovače

2.6 Číslicové ovládání

Do číslicové části jsme pro ovládání převodníku vybrali mikroprocesor firmy Atmel, konkrétně model AT89C5131. Mikroprocesor z řady AT89 jsme zvolili pro dřívější zkušenost s obvodem AT89S52, který má stejnou architekturu jako námi zvolený. Konkrétní výběr z této řady byl odůvodněn vybaveností vybraného modelu sběrnici USB, přes kterou ho lze přímo programovat, není již třeba žádného převodníku na sériovou sběrnici. Zapojení procesoru vychází z doporučení výrobce [3], výstupy pro ovládání přepínače i multiplexeru měnícího výstupní rozsah byly zvoleny na portu 2 pro jeho fyzické umístění. Program nahraný do paměti mikroprocesoru funguje jako čítač dolů. Na začátku periody je z paměti načtena bitová hodnota udávající dobu pro úroveň L na výstupu (sepnutý spínač), tato hodnota je odečítána až do nuly, poté je výstup překlopen do úrovně H (rozpojený přepínač), z paměti je načtena hodnota odpovídající času v úrovni H, ta je dekrementována do nuly, poté opět dochází k překlopení výstupu a program se vrací na začátek cyklu.

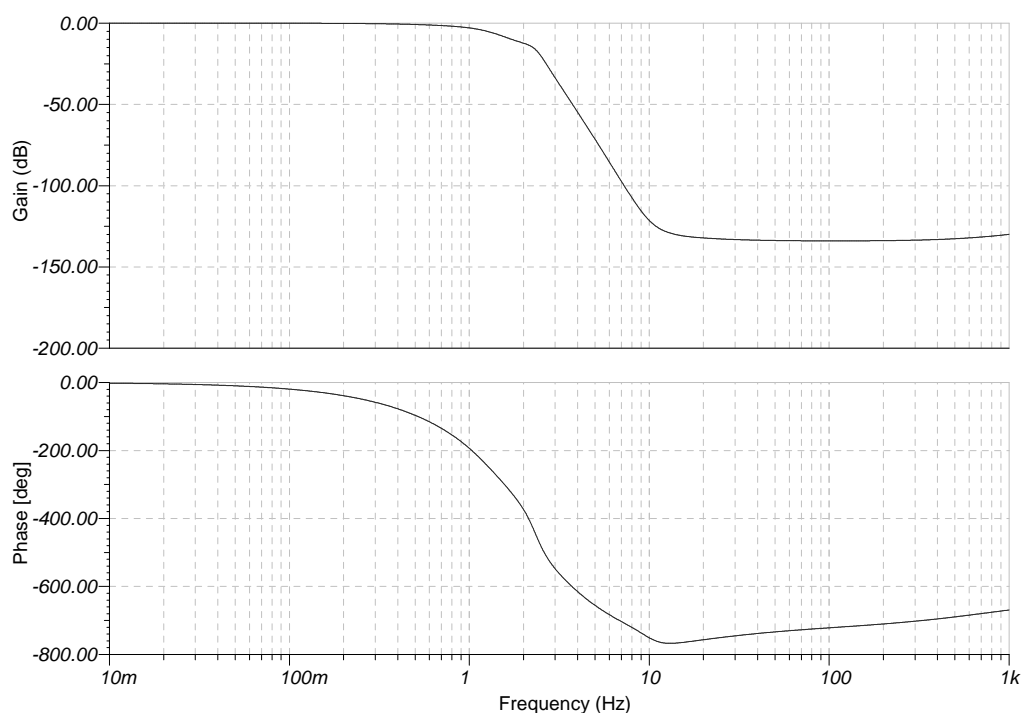


Obr. 2.5: Schéma zapojení číslicové části obvodu

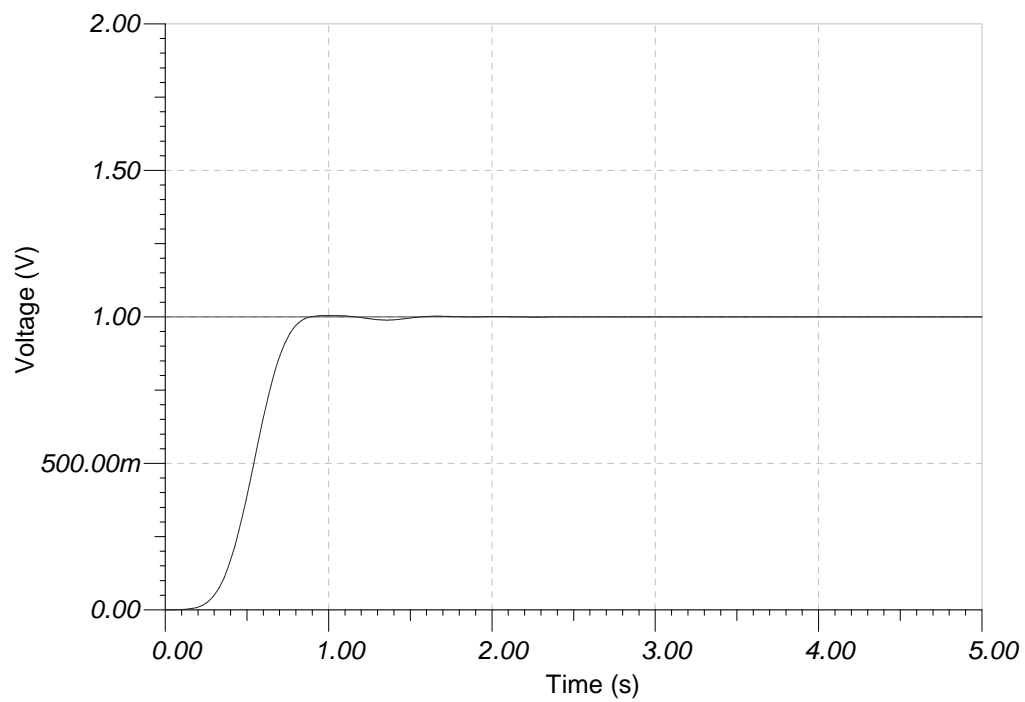
3 VÝSLEDKY SIMULACÍ, KONSTRUKCE, VÝSLEDKY MĚŘENÍ A OVĚŘENÍ PARAMETRŮ

3.1 Výsledky počítačových simulací

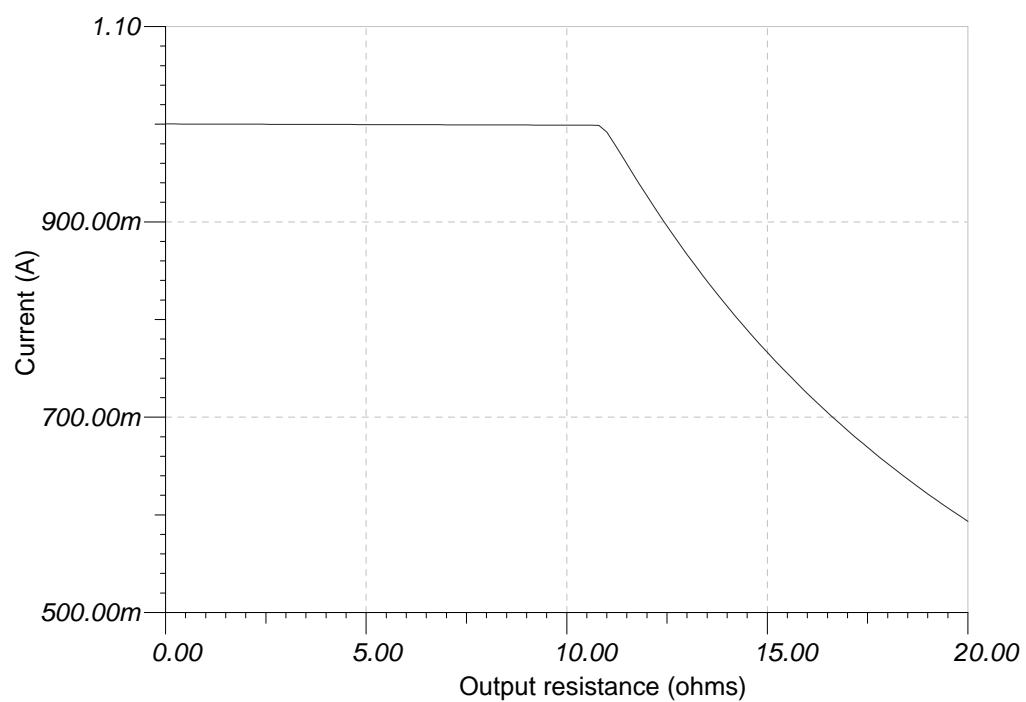
Pro počítačové nasimulování chování navržených částí a jejich charakteristik jsme využili simulačního programu Tina TI firmy Texas Instruments. Výhodami tohoto programu je jeho volná dostupnost a možnost získání simulačních modelů reálných součástek, nevýhodou je ale malá možnost přizpůsobení simulací. Obrázek 3.1 ukazuje výsledek simulace přenosové charakteristiky navrženého filtru - modul a fázi přenosu, na obrázku 3.2 můžeme spatřit výsledek simulace odezvy filtru na jednotkový skok na vstupu. Na obrázku 3.3 je vyobrazena nasimulovaná charakteristika závislosti výstupního proudu na velikosti zátěže.



Obr. 3.1: Simulace přenosové charakteristiky filtru dolní propust



Obr. 3.2: Simulace odezvy filtru na jednotkový skok



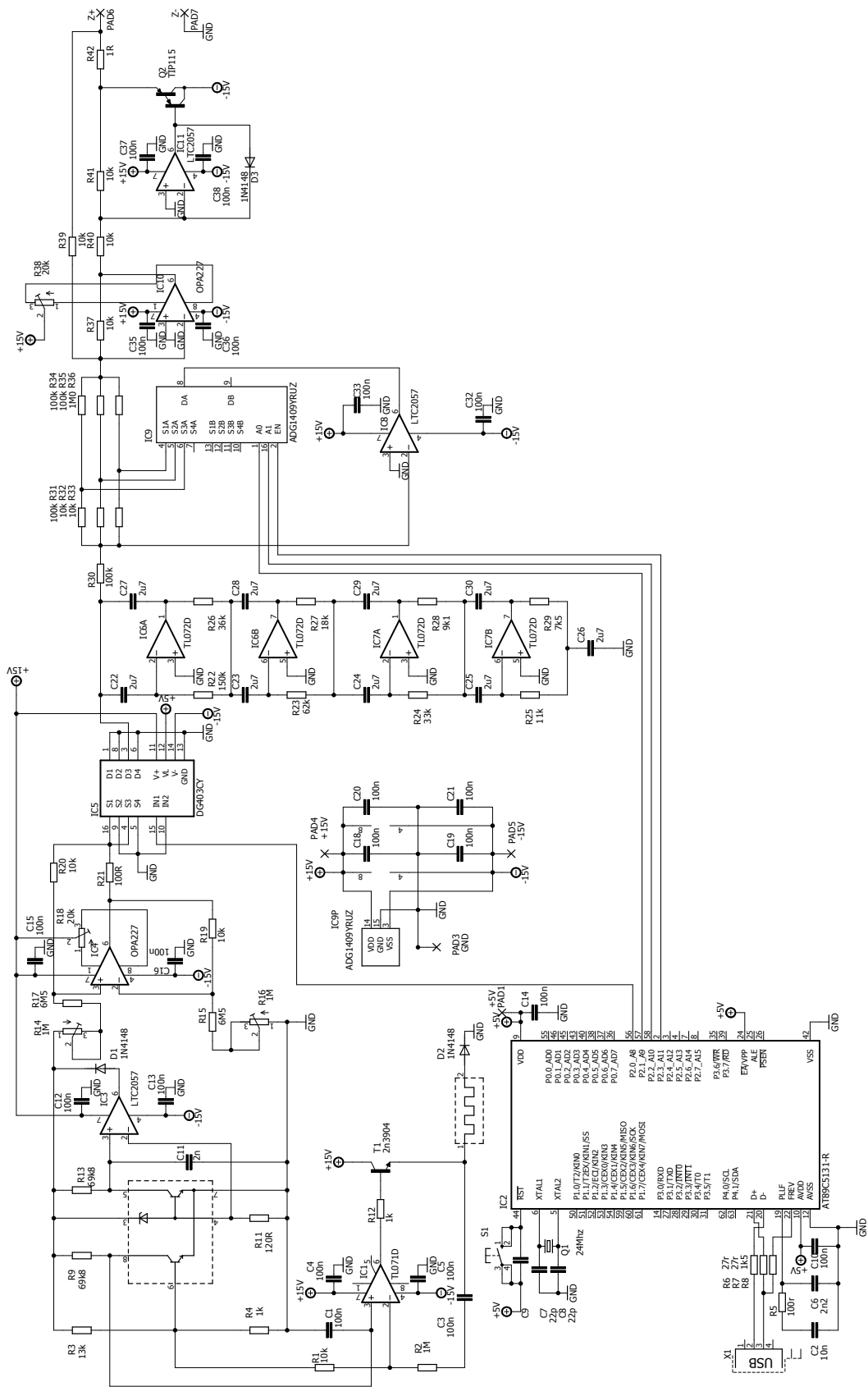
Obr. 3.3: Simulace závislosti výstupního proudu na velikosti zátěže

3.2 Konstrukce

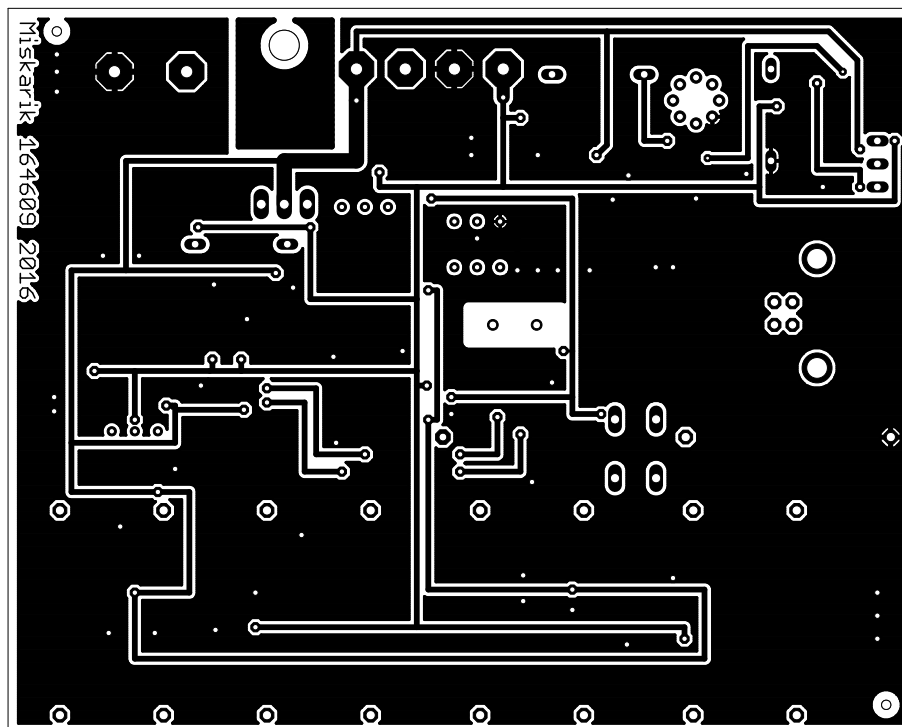
Pro navržení desky plošného spoje k následné konstrukci jsme využili návrhového systému Eagle firmy CadSoft. Obrázek 3.4 zobrazuje kompletní schéma celého obvodu. Hodnoty rezistorů v nejmenším rozsahu přepínače rozsahů byly zvětšeny desetkrát, protože při jejich původně navržené hodnotě by příliš zatěžovali operační zesilovač, jejich vzájemný poměr však zůstal zachován pro zajištění stejného zesílení.

Při návrhu desky plošných spojů jsme postupovali podle zásad pro jejich návrh, výsledná deska je oboustranná s prokovenými otvory. Obrázek 3.5 zobrazuje obrazec navržené desky plošných spojů ze strany součástek, obrázek 3.6 zobrazuje obrazec navržené desky plošných spojů ze strany spojů. Rozmístění součástek je vyobrazeno na obrázku 3.7 ze strany součástek a na obrázku 3.8 ze strany spojů.

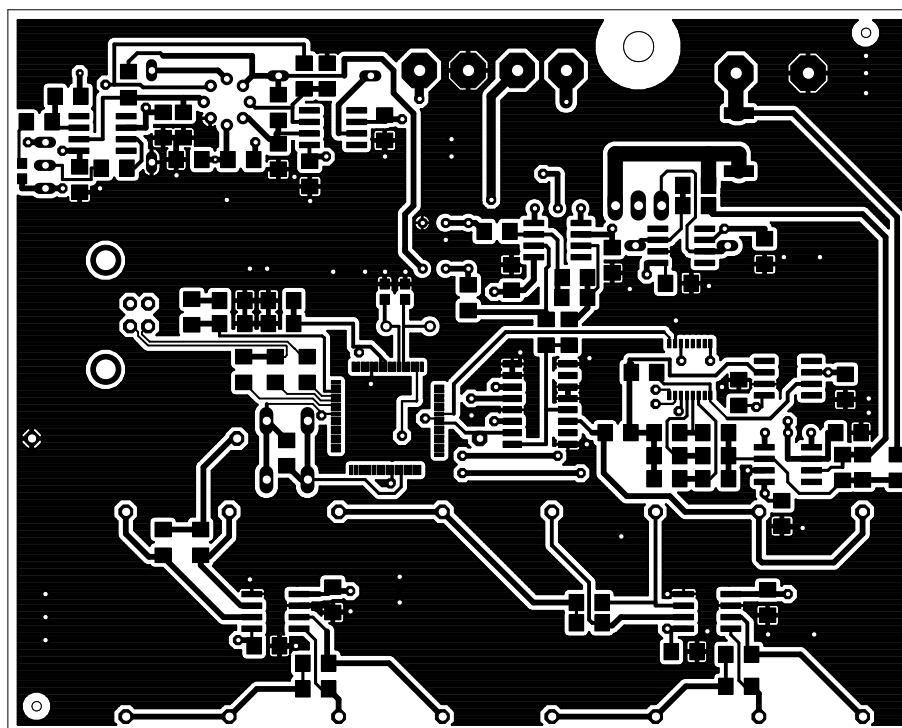
Při osazování a oživování vyrobené desky jsme našli chybu v knihovně Atmel programu Eagle. U použitého procesoru chyběly ve schematické značce některé vývody důležité pro funkci obvodu. Abychom nemuseli vyrábět znovu celou desku plošných spojů, oddělily jsme číslicovou část obvodu na samostatnou desku plošných spojů, ze které se následně propojí signálové vodiče na hlavní desku. Obrázek 3.9 zobrazuje schéma oddělené číslicové části na samostatnou desku plošných spojů, výsledný obrazec plošných spojů můžeme vidět na obrázku 3.12, rozmístění součástek ze strany součástek ukazuje obrázek 3.10 a ze strany spojů obrázek 3.11.



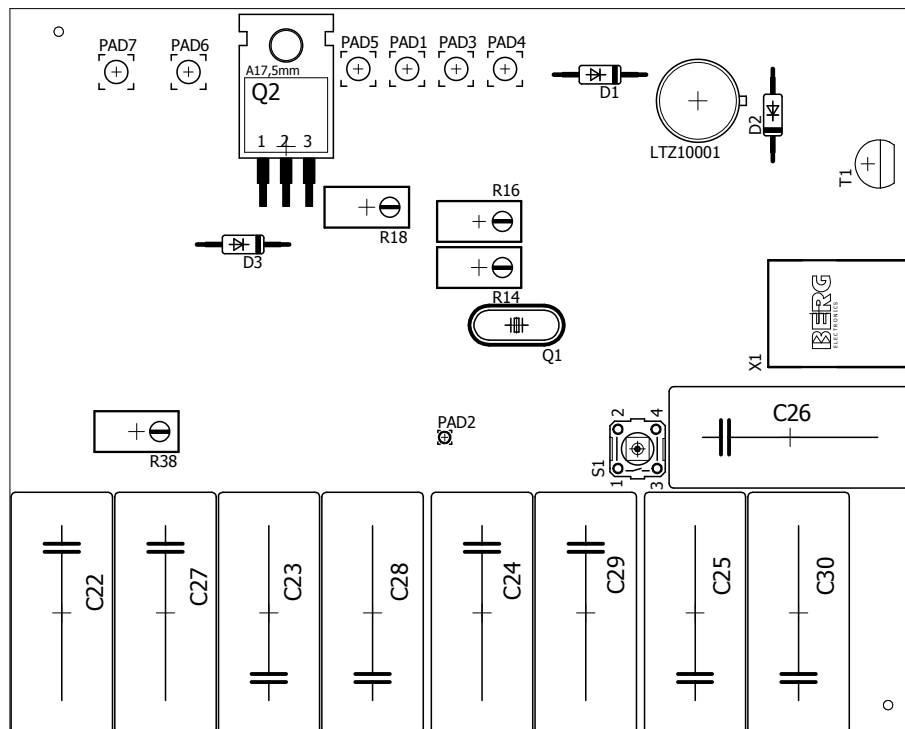
Obr. 3.4: Schéma výsledného zapojení celého zařízení



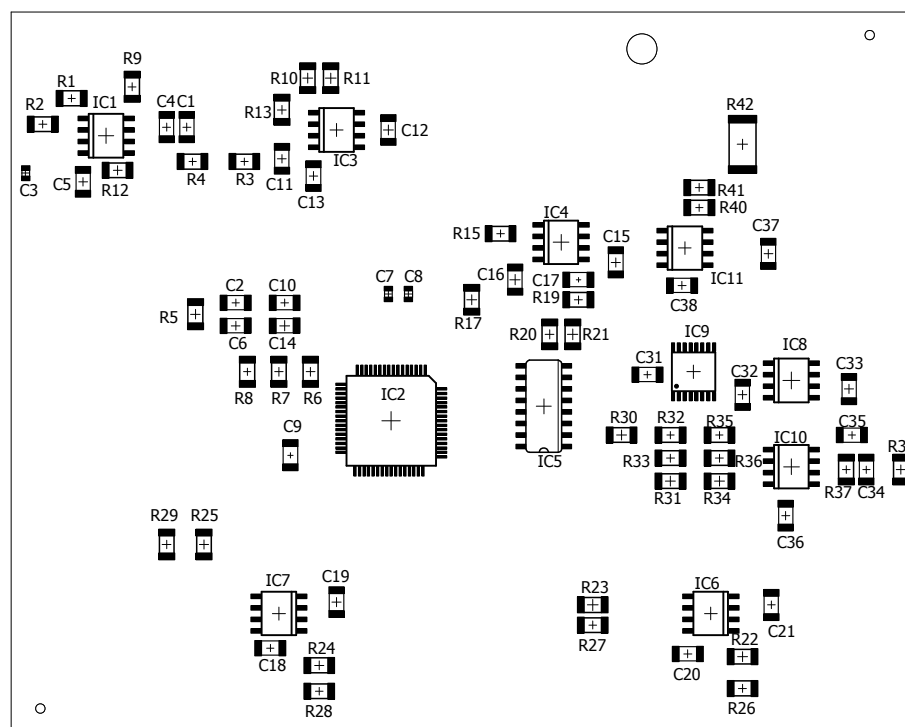
Obr. 3.5: Obrazec desky plošných spojů - strana součástek



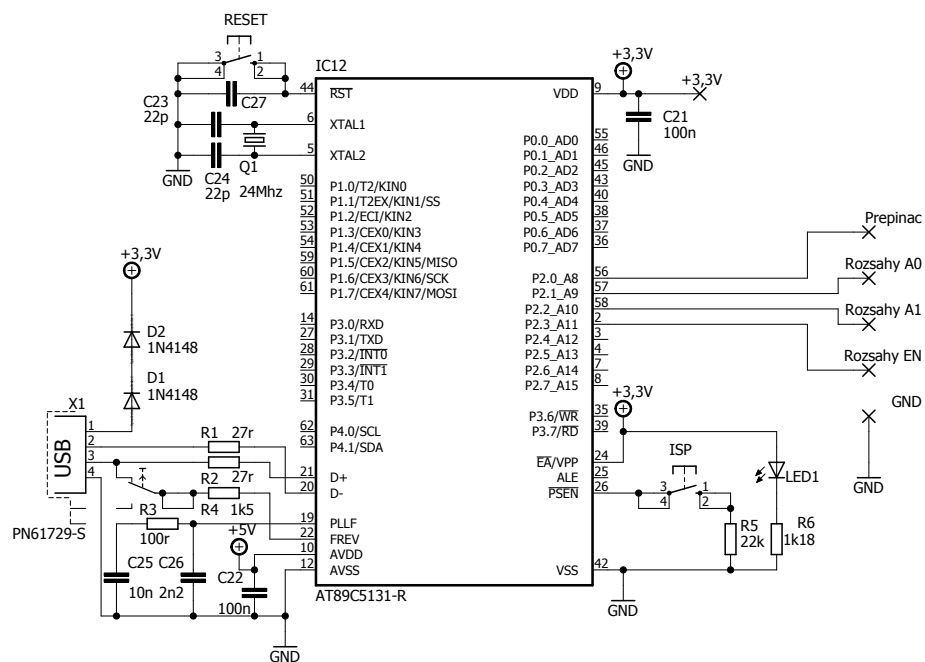
Obr. 3.6: Obrazec desky plošných spojů - strana spojů



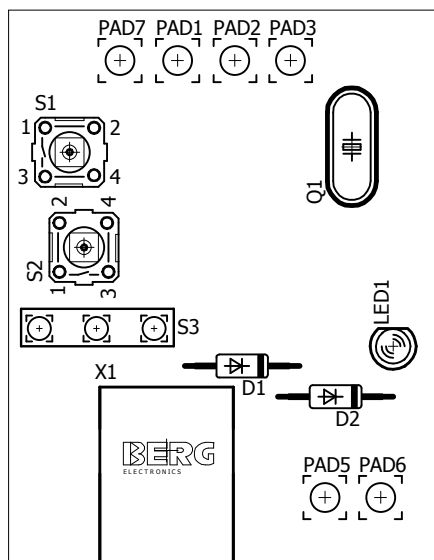
Obr. 3.7: Osazovací plánek - strana součástek



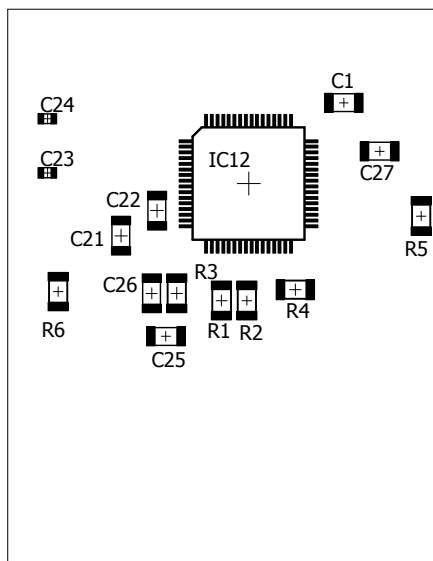
Obr. 3.8: Osazovací plánek - strana spojů



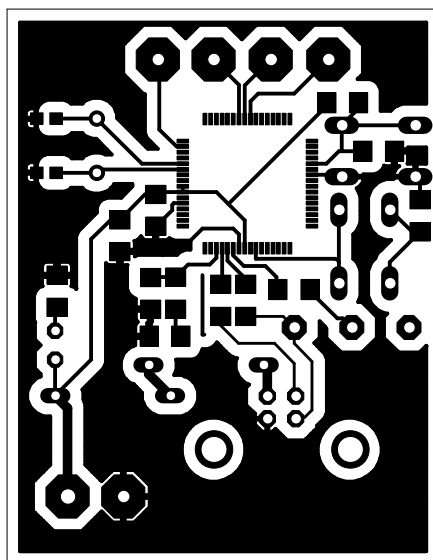
Obr. 3.9: Schéma zapojení číslicové části obvodu



Obr. 3.10: Osazovací plán - strana součástek



Obr. 3.11: Osazovací plánec - strana součástek



Obr. 3.12: Obrazec desky plošných spojů

V tabulkách 3.1 a 3.2 je uveden seznam použitých součástek při ponstrukci.

Množství	Ob. č. - Farnell	Hodnota	Pouzdro	Název
2	2428845	100R	R1206	R5, R21
4	2447453	100k	R1206	R30, R31, R34, R35
1	2496834	100n	C1608	C3
19	1856626	100n	C3216	C1, C4, C5, C10, C12, C13, C14 C15, C16, C18, C19, C20, C21 C32, C33, C35, C36, C37, C38
9	2073878	10k	R1206	R1, R19, R20, R32, R33 R37, R39, R40, R41
1	1907337	10n	C3216	C2
1	2447460	11k	R1206	R25
1	9335854	120R	R1206	R11
1	1653063	13k	R1206	R3
1	1501839	150k	R1206	R22
1	2501619	18k	R1206	R27
2	2307298	1M	R1206	R2, R36
2	9353208	1M	RTRIM3296W	R14, R16
3	1469384	1N4148	DO35-10	D1, D2, D3
1	2309113	1R	R6332W	R42
2	2447473	1k	R1206	R4, R12
1	9240950	1k5	R1206	R8
2	9353240	20k	RTRIM3296W	R18, R38
2	1907288	22p	C1608	C7, C8
1	1842231	24Mhz	HC49/S	Q1
2	2139291	27r	R1206	R6, R7
1	2332868	2n	C3216	C11
1	1414721	2n2	C3216	C6
1	1700648	2n3904	TO92-EBC	T1
9	1854897	2u7	C225-113X268	C22, C23, C24, C25, C26 C27, C28, C29, C30
1	1100231	33k	R1206	R24
1	1100232	36k	R1206	R26
1	1100239	62k	R1206	R23
2	2307831	69k8	R1206	R9, R13
2	2139791	6M5	R1206	R15, R17
1	1100215	7k5	R1206	R29
1	1100217	9k1	R1206	R28

Tab. 3.1: Seznam použitých součástek

Množství	Ob. č. - Farnell	Hodnota	Pouzdro	Název
2	176432	Tlačítko	B3F-10XX	S1
1	1438941	ADG1409YRUZ	TSSOP16	IC9
1	2318790	AT89C5131-R	VQFP64	IC2
1	9663800	DG403CY	SO16	IC5
3	2355940	LTC2057	SO08	IC3, IC8, IC11
2	1212441	OPA227	SO08	IC4, IC10
1	1076665	USB-B	USB-B	X1
1	9294511	TIP115	TO220	Q2
1	9589449	TL071D	SO08	IC1
2	1103190	TL072D	SO08	IC6, IC7

Tab. 3.2: Seznam použitých součástek - pokračování

3.3 Výsledky měření a ověření parametrů

První měřenou závislostí byla přenosová funkce použitého filtru. Pro její měření filtru jsme využili měřicího systému Bode. Největším omezením tohoto měřicího zařízení je neschopnost měřit přenos na frekvencích pod 1Hz, bohužel ani žádný jiný systém k dispozici touto funkcí nedisponoval. Naměřená charakteristika (od 1Hz výš) je uvedena na obrázku 3.16, v oblasti v útlumem pod 100dB je uvedena charakteristika čárkovaně, zde se již uplatňuje šum použitých operačních zesilovačů. Další měřenou závislostí byla převodní charakteristika - závislost výstupního proudu na střídě ovládacího signálu elektronického přepínače. K tomuto měření jsme využili digitální osciloskop Agilent pro měření střidy ovládacího signálu a stolní multimetr Agilent 34411A pro měření výstupního proudu. V tabulkách 3.3, 3.4 a 3.5 jsou uvedeny naměřené hodnoty pro všechny rozsahy i s vypočtenou procentní chybou. Tyto jsou také graficky znázorněny na obrázcích 3.13, 3.14 a 3.15. Dalším měřeným parametrem byla závislost výstupního proudu na velikosti zátěže, hodnoty výsledků tohoto měření jsou uvedeny v tabulce 3.6. Posledním měřeným parametrem byla závislost výstupního proudu na okolní teplotě. K tomuto měření byla využita klimatická komora Vötsch Industries VC_3 . Výsledky tohoto měření jsou uvedeny v tabulce 3.7.

Ani jedna z naměřených charakteristik bohužel nepotvrdila předpokládanou přesnost zdroje, respektive žádná z nich nesplňovala předpokládanou přesnost. Předpokládaná největší procentní chyba byla očekávána 0,00038%, z námi naměřených hodnot vypočtená chyba dosahovala nejvýše 8,5% (převodní charakteristika na rozsahu 1A). Z velikosti této chyby je možné vyčíslit výsledné rozlišení převodníku, v tomto případě to je tedy pouhých 6 bitů.

	10mA		100mA		1A	
Střída [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]
0	0,0001	0,00	0,0001	0,00	0,002	0,00
0,01	0,004	0,03	0,001	-0,01	0,162	0,01
0,1	0,017	0,07	0,133	0,03	1,123	0,01
0,5	0,077	0,27	0,703	0,20	5,526	0,05
1	0,148	0,48	1,122	0,12	10,02	0,00
2	0,292	0,92	2,235	0,24	22,03	0,20
3	0,438	1,38	3,366	0,37	32,9	0,29
4	0,584	1,84	4,483	0,48	44,05	0,41
5	0,727	2,27	5,596	0,60	55,03	0,50
6	0,874	2,74	6,708	0,71	65,94	0,59
7	0,876	1,76	7,81	0,81	76,87	0,69
8	0,914	1,14	8,92	0,92	87,86	0,79
9	1,027	1,27	10,02	1,02	98,64	0,86
10	1,138	1,38	11,1	1,10	109,48	0,95
11	1,251	1,51	12,22	1,22	120,12	1,01
12	1,36	1,60	13,3	1,30	130,87	1,09
13	1,47	1,70	14,4	1,40	141,63	1,16
14	1,582	1,82	15,49	1,49	152,34	1,23
15	1,692	1,92	16,57	1,57	163,06	1,31
16	1,802	2,02	17,64	1,64	173,74	1,37
17	1,911	2,11	18,73	1,73	184,36	1,44
18	2,01	2,10	19,81	1,81	195,01	1,50
19	2,128	2,28	20,87	1,87	205,58	1,56
20	2,23	2,30	21,95	1,95	216,13	1,61
21	2,38	2,80	23	2,00	226,48	1,65
22	2,45	2,50	24,1	2,10	236,92	1,69
23	2,56	2,60	25,13	2,13	247,73	1,77
24	2,66	2,60	26,19	2,19	258,19	1,82
25	2,77	2,70	27,24	2,24	268,62	1,86
26	2,88	2,80	28,3	2,30	278,84	1,88
27	2,98	2,80	29,34	2,34	289,54	1,95
28	3,094	2,94	30,39	2,39	299,92	1,99
29	3,195	2,95	31,43	2,43	310,29	2,03
30	3,3	3,00	32,47	2,47	320,65	2,07
31	3,405	3,05	33,51	2,51	330,56	2,06
32	3,509	3,09	34,54	2,54	341,2	2,12

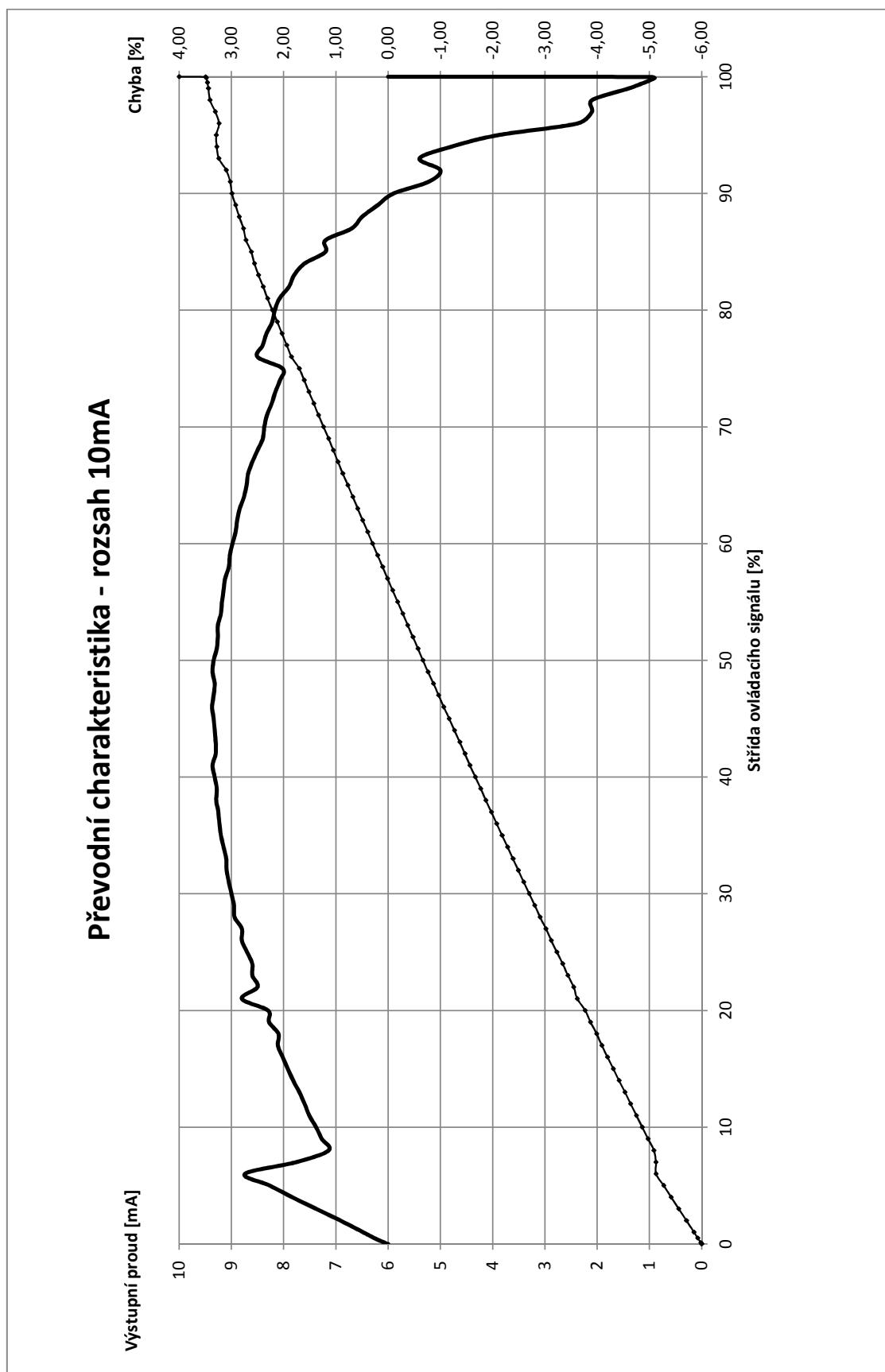
Tab. 3.3: Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky

	10mA		100mA		1A	
Střída [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]
33	3,61	3,10	35,58	2,58	351,43	2,14
34	3,715	3,15	36,6	2,60	361,65	2,17
35	3,82	3,20	37,6	2,60	371,88	2,19
36	3,923	3,23	38,62	2,62	382,06	2,21
37	4,025	3,25	39,67	2,67	392,22	2,22
38	4,129	3,29	40,69	2,69	402,33	2,23
39	4,228	3,28	41,7	2,70	412,46	2,25
40	4,332	3,32	42,72	2,72	422,53	2,25
41	4,436	3,36	43,73	2,73	432,55	2,26
42	4,53	3,30	44,73	2,73	442,51	2,25
43	4,63	3,30	45,73	2,73	452,29	2,23
44	4,732	3,32	46,74	2,74	462,57	2,26
45	4,834	3,34	47,74	2,74	472,46	2,25
46	4,937	3,37	48,73	2,73	482,39	2,24
47	5,034	3,34	49,72	2,72	492,3	2,23
48	5,132	3,32	50,72	2,72	502,18	2,22
49	5,236	3,36	51,71	2,71	511,98	2,20
50	5,334	3,34	52,69	2,69	521,82	2,18
51	5,428	3,28	53,67	2,67	531,62	2,16
52	5,526	3,26	54,65	2,65	541,03	2,10
53	5,626	3,26	55,63	2,63	551,07	2,11
54	5,72	3,20	56,6	2,60	560,77	2,08
55	5,818	3,18	57,57	2,57	570,5	2,05
56	5,915	3,15	58,54	2,54	580,06	2,01
57	6,012	3,12	59,51	2,51	589,74	1,97
58	6,105	3,05	60,47	2,47	599,35	1,94
59	6,203	3,03	61,43	2,43	609,05	1,91
60	6,298	2,98	62,4	2,40	619,47	1,95
61	6,392	2,92	63,35	2,35	629,64	1,96
62	6,489	2,89	64,3	2,30	639,2	1,92
63	6,584	2,84	65,26	2,26	648,7	1,87
64	6,676	2,76	66,21	2,21	658,17	1,82
65	6,771	2,71	67,15	2,15	667,63	1,76
66	6,868	2,68	68,09	2,09	677,04	1,70
67	6,96	2,60	69,03	2,03	686,39	1,64
68	7,05	2,50	69,97	1,97	695,79	1,58

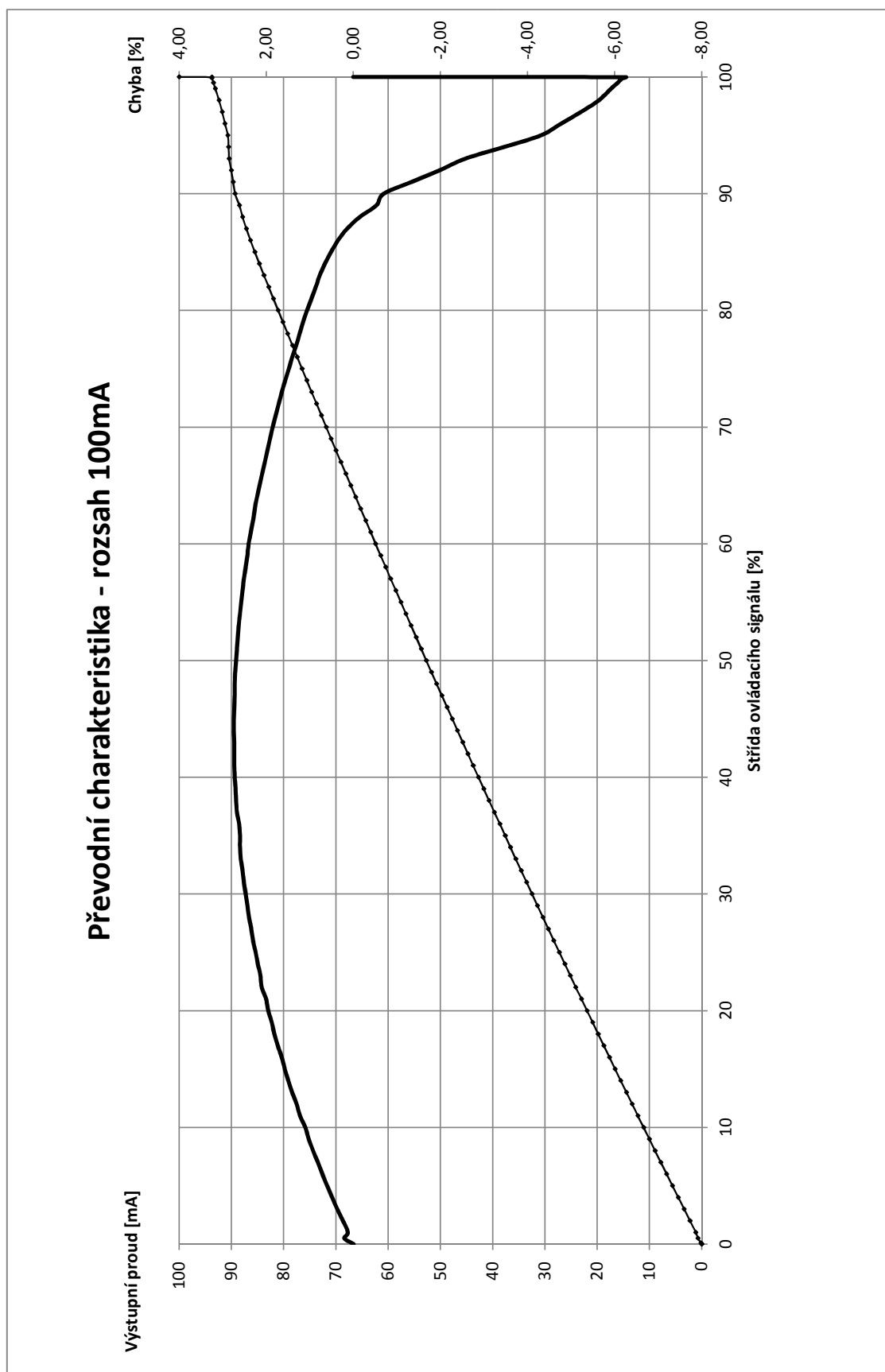
Tab. 3.4: Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky - pokračování

	10mA		100mA		1A	
Střída [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]	IZ [mA]	Chyba [%]
69	7,14	2,40	70,91	1,91	704,98	1,50
70	7,237	2,37	71,85	1,85	714,32	1,43
71	7,332	2,32	72,78	1,78	723,6	1,36
72	7,423	2,23	73,71	1,71	732,83	1,28
73	7,516	2,16	74,64	1,64	742,12	1,21
74	7,607	2,07	75,56	1,56	751,39	1,14
75	7,702	2,02	76,48	1,48	760,46	1,05
76	7,85	2,50	77,4	1,40	769,6	0,96
77	7,94	2,40	78,31	1,31	778,73	0,87
78	8,033	2,33	79,23	1,23	787,67	0,77
79	8,122	2,22	80,15	1,15	796,42	0,64
80	8,217	2,17	81,06	1,06	804,78	0,48
81	8,308	2,08	81,96	0,96	812,86	0,29
82	8,39	1,90	82,86	0,86	820,25	0,03
83	8,48	1,80	83,77	0,77	821,57	-0,84
84	8,56	1,60	84,65	0,65	823,6	-1,64
85	8,62	1,20	85,51	0,51	825	-2,50
86	8,72	1,20	86,35	0,35	826	-3,40
87	8,77	0,70	87,14	0,14	830,4	-3,96
88	8,85	0,50	87,85	-0,15	833,6	-4,64
89	8,92	0,20	88,47	-0,53	837,6	-5,24
90	8,99	-0,10	89,3	-0,70	841,7	-5,83
91	9,023	-0,77	89,67	-1,33	847,5	-6,25
92	9,1	-1,00	90,02	-1,98	852,46	-6,75
93	9,24	-0,60	90,43	-2,57	859,12	-7,09
94	9,28	-1,20	90,54	-3,46	866,8	-7,32
95	9,29	-2,10	90,69	-4,31	873,23	-7,68
96	9,238	-3,62	91,23	-4,77	880,88	-7,91
97	9,31	-3,90	91,77	-5,23	888,64	-8,14
98	9,41	-3,90	92,36	-5,64	896,56	-8,34
99	9,44	-4,60	93,08	-5,92	905,6	-8,44
99,5	9,46	-4,90	93,43	-6,07	909,7	-8,53
99,9	9,48	-5,10	93,72	-6,18	914,65	-8,44
99,99	9,495	-5,04	93,73	-6,26	941,53	-5,84
100	10	0,00	100	0,00	1000	0,00

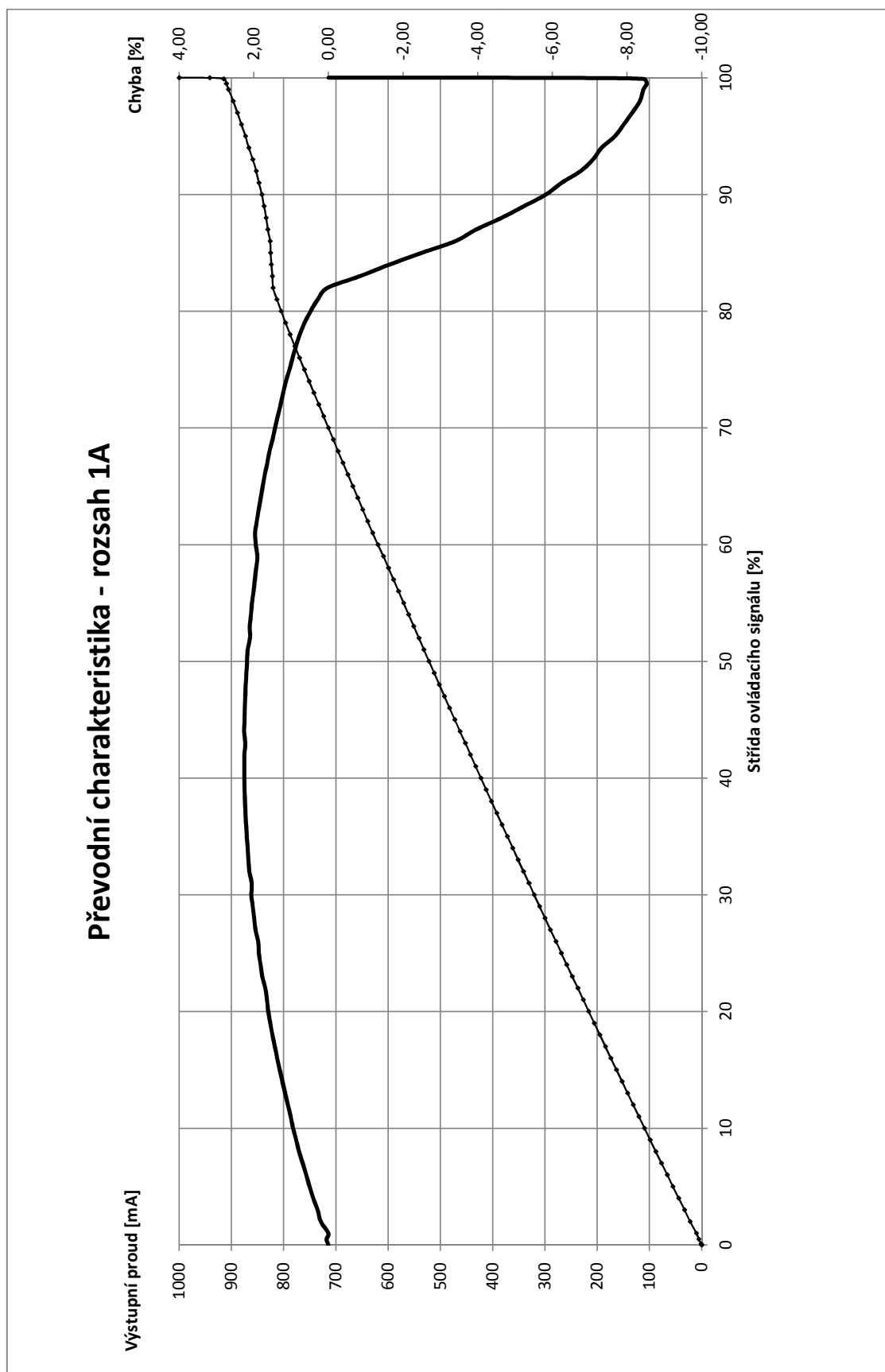
Tab. 3.5: Naměřené hodnoty - převodní charakteristiky - pokračování



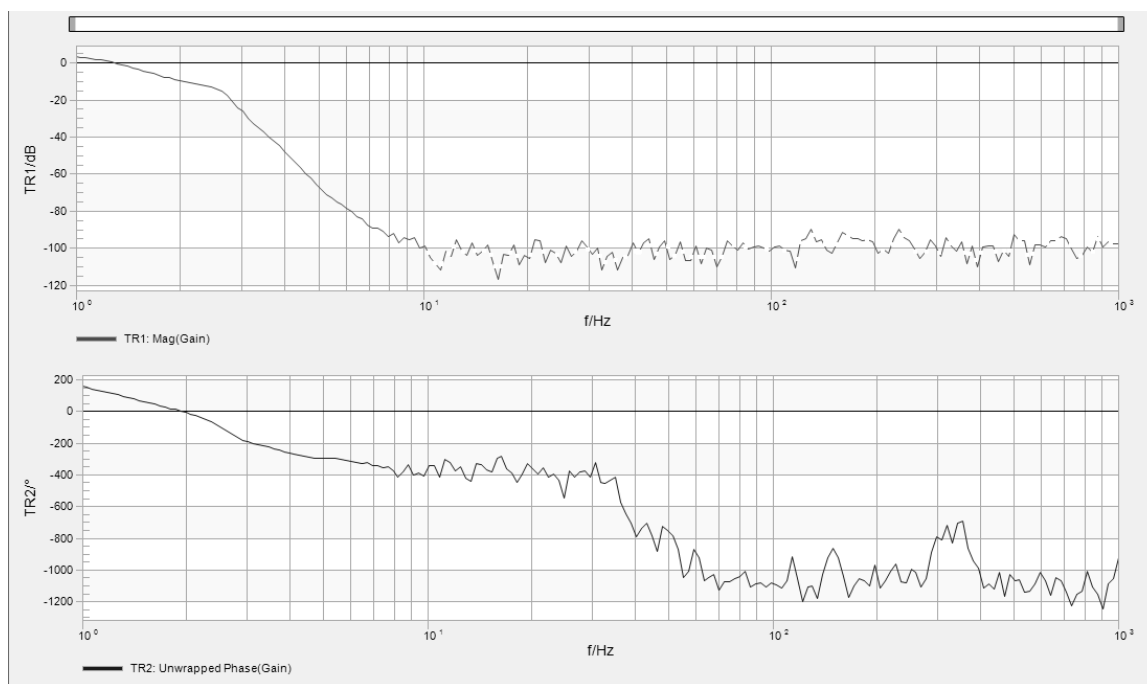
Obr. 3.13: Převodní charakteristika - rozsah 10mA



Obr. 3.14: Převodní charakteristika - rozsah 100mA



Obr. 3.15: Převodní charakteristika - rozsah 1A



Obr. 3.16: Naměřená přenosová charakteristika filtru dolní propust

R_Z [Ω]	I [mA] - 100mA rozsah	I [A] - 1A rozsah
0,3	0,1	1
0,4	0,1	1
1	0,1	1
1,7	0,1	1,024
4,5	0,1	1,046
7,2	0,1	1,208
10	0,1	0,962
15	0,1	0,951

Tab. 3.6: Naměřené hodnoty závislostí výstupního proudu na velikosti zátěže

T [°C]	I [mA] - 100mA rozsah	Chyba [%]
0°C	100,03	0,03
20°C	100	0
70°C	98,1	-1,9

Tab. 3.7: Naměřené hodnoty závislosti výstupního proudu na okolní teplotě

4 ZÁVĚR

V teoretické části této bakalářské práce bylo pojednáno o jednotlivých konstrukčních částech číslicově řízeného stejnosměrného zdroje proudu, jimiž jsou číslicově-analogový převodník (zde nepřímý převod), elektronicky ovládané přepínače, zdroj referenčního proudu, alternativně zdroj referenčního napětí a s ním spojený převodník napětí na proud a výstupní zesilovač. U každé části byly zmíněny možnosti jejich návrhu, základní návrhové vztahy a vlastnosti těchto řešení. U většiny možných variant však nebyla nalezena potřebná přesnost vyplývající z předpokládaného použití číslicově-analogového převodníku s rozlišením alespoň 18 bitů. V navazující návrhové části jsme vybrali pro tyto jednotlivé části optimální konstrukční řešení a popsali funkci a výpočet hodnot jednotlivých obvodových prvků. Další část práce byla zaměřena na počítačové simulace funkce jednotlivých konstrukčních částí, návrh kompletního výsledného zapojení a desky plošných spojů, oživení zrealizovaného zapojení, ověření jeho funkčnosti a naměřeným charakteristikám a parametrům.

Závěrem bohužel musíme konstatovat, že ač navržené a zkonstruované zapojení bylo funkční, naměřené charakteristiky a parametry se neshodovali s předpokládanými a počítačově nasimulovanými. Naměřené parametry se podstatně lišily od předpokládaných, dosažitelná přesnost je podstatně menší (rozlišení 6 bitů), než jaká byla při návrhu uvažována (rozlišení minimálně 17 bitů).

LITERATURA

- [1] ANALOG DEVICES. *Analog Devices* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com>>.
- [2] ANALOG DEVICES - Filter wizard. *Analog Devices* [online]. 2016 [cit. 2016-05-18]. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>>.
- [3] ATMEL CORPORATION. *AT89C5131: 8-bit Flash Microcontroller with Full Speed USB Device* [online]. 2005 [cit. 2016-05-25]. Dostupné z URL: <<http://www.atmel.com/Images/doc4136.pdf>>.
- [4] BEIS, Uwe. An Introduction to Delta Sigma Converters. *Electronics by Uwe Beis* [online]. 2015 [cit. 2015-12-12]. Dostupné z URL: <<http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma.html>>.
- [5] BERTEMES-FILHO,P.; FELIPE,A.; VINCENC,V.C. *High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis*. Circuits and Systems No. 4, 2013, p.451-458.. Dostupné z URL: <<http://www.scirp.org/journal/PaperDownload.aspx?paperID=39247>>.
- [6] BURR-BROWN. *Implementation and Applications of Current Sources Receivers*. Application Bulletin. Texas Instruments Incorporated, 2000. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/an/sboa046/sboa046.pdf>>.
- [7] FILKA, Miloslav. *Diplomní semináře - telekomunikace*. Brno,1989. Vysoké učení technické v Brně.
- [8] LINEAR TECHNOLOGY. *Application Note 82: Understanding and Applying Voltage references* [online]. 1999 [cit. 2016-05-30]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an82f.pdf>>.
- [9] LINEAR TECHNOLOGY. *Application Note 86: A Standards Lab Grade 20-Bit DAC with 0,1ppm/°C Drift* [online]. 2001 [cit. 2016-05-30]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an86f.pdf>>.
- [10] LINEAR TECHNOLOGY. *Linear Techology* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.linear.com>>.
- [11] LINEAR TECHNOLOGY. *LTZ1000A: Ultra Precision Reference* [online]. 2015 [cit. 2016-05-28]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1000afe.pdf>>.

- [12] MAXIM INTEGRATED. *Maxim Integrated* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.maximintegrated.com>>.
- [13] ON SEMICONDUCTOR *ON Semiconductor* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.onsemi.com>>.
- [14] ST MICROELECTRONICS. *ST Microelectronics* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.st.com>>.
- [15] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *Texas Instruments* [online]. 2015 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com>>.
- [16] TIETZE, Ulrich a Christoph SCHENK. *Electronic circuits: design and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 1991, xiii, 928 s. ISBN 35-405-0608-X.
- [17] TOBOLA, Pavel. *Nepřímé metody číslicově analogového převodu*. Brno, 1987. Kandidátská disertace. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Doc. Ing. Kamil Vrba, CSc.
- [18] VRBA, Kamil; KUBÁNEK, David. *A/D a D/A převodníky pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, elektronicky, 2014. ISBN 978-80-214-5116-2.
- [19] VRBA, Kamil. *Analogová technika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, elektronicky, 2012. ISBN 978-80-214-4458-4.
- [20] VRBA, Kamil. *Analogová technika - numerická cvičení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, elektronicky, 2013. ISBN 978-80-214-4727-1.
- [21] 95 - Référence de tension ultime LTZ1000 - Comment ça marche ?. *YouTube* [online]. 2015 [cit. 2016-05-28]. Dostupné z URL: <<https://www.youtube.com/watch?v=SVXdSIp9stc>>.

SEZNAM PŘÍLOH

A Obsah přiloženého CD

68

A OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Na přiloženém CD je v kořenovém adresáři uložena elektronická verze této práce ve formátu PDF. Dále je zde adresář Datasheet, v němž jsou uloženy technické specifikace (aplikační listy) v práci uvedených integrovaných obvodů (název každého souboru se shoduje s názvem obvodu, k němuž se soubor vztahuje).